

Trabajo de Fin de Grado

Grado en Ingeniería Aeroespacial

Intensificación en Navegación Aérea

Origen y control de emisiones conducidas en SMPS

Autor: David Cisneros Cisneros

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

Cotutor: Ramón Carlos Portillo Guisado

Departamentos de Física Aplicada III e Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016



Trabajo de Fin de Grado
Grado en Ingeniería Aeroespacial
Intensificación en Navegación Aérea

Origen y control de emisiones conducidas en SMPS

Autor:

David Cisneros Cisneros

Tutor:

Joaquín Bernal Méndez

Profesor titular

Departamento de Física Aplicada III
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016

Cotutor:

Ramón Carlos Portillo Guisado

Profesor colaborador

Departamento de Ingeniería Electrónica
Escuela Técnica Superior de Ingeniería
Universidad de Sevilla

Sevilla, 2016

Trabajo de Fin de Grado: Origen y control de emisiones conducidas en SMPS

Autor: David Cisneros Cisneros

Tutor: Joaquín Bernal Méndez

Cotutor: Ramón Carlos Portillo Guisado

El tribunal nombrado para juzgar el Trabajo arriba indicado, compuesto por los siguientes miembros:

Presidente:

Vocales:

Secretario:

Acuerdan otorgarle la calificación de:

Sevilla, 2016

El Secretario del Tribunal

Agradecimientos

En primer lugar, dar las gracias a mis padres y mi hermana por todo su apoyo durante todos estos años de carrera, ayudándome en todos los momentos buenos y no tan buenos; y a toda mi familia, por valorar siempre mi esfuerzo.

Agradecer también a mis tutores, Joaquín Bernal y Ramón Portillo, por su paciencia conmigo en el desarrollo de este trabajo.

Agradecer a todos mis amigos de Málaga, por apoyarme en esos veranos de estudio, y darme la motivación y confianza para seguir siempre adelante. Mención especial a mi amiga Ana García, por ser un pilar fundamental para mí todos estos años.

Agradecer a María de la Casa su inestimable compañía durante este último año, ayudándome a sobrellevar momentos difíciles, y dando siempre su toque de alegría a mi vida.

Y por último, agradecer a Nicolás Navea toda su ayuda y apoyo recibidos durante todos estos años desde que nos conocimos, por su gran cercanía y buenos consejos, y por todos los mementos vividos, que hacen que más que un amigo le considere casi un hermano.

Resumen

Una fuente conmutada (*Switch Mode Power Supply, SMPS*) es un dispositivo electrónico ampliamente utilizado para la transformación de energía eléctrica. Utiliza transistores en conmutación para lograr grandes niveles de eficiencia en la transmisión de potencia. Sin embargo, este sistema provoca corrientes pulsadas con cambios bruscos, lo que se traduce en un importante contenido espectral de alta frecuencia de las señales. Estos armónicos de frecuencias altas se transmiten habitualmente en forma de ruido conducido y/o radiado, lo que puede dar lugar a interferencias electromagnéticas con otros equipos en su entorno o conectados a la misma red.

En este trabajo se analizará el funcionamiento y caracterización de estos circuitos, realizando un diseño funcional de un dispositivo concreto mediante simulación por ordenador. Sobre este circuito, se realizará un estudio de las principales causas que producen emisiones conducidas. Para ello se analizan y estudian los principales efectos parásitos de alta frecuencia que aparecen en los diferentes componentes, y se verifica en qué medida estos efectos parásitos alteran el funcionamiento del sistema, aumentando los niveles de emisiones o incluso poniendo en riesgo algunos componentes del circuito.

Por último, se estudiarán las soluciones más utilizadas para mitigar estos problemas, como snubbers y filtros. Se ilustrará su principio de funcionamiento y se mostrará su utilidad para reducir las emisiones hasta niveles admitidos por normativas de EMC típicas.

Abstract

A Switch Mode Power Supply is an electronic device widely used to transform electric energy. It makes use of transistors as high frequency switches to obtain high efficiency levels in power transmission. This system causes pulsed currents with abrupt changes. This causes voltage and current signals with high frequency content which can be transmitted as conducted or radiated electrical noise, thus generating electromagnetic interferences with other equipment in the environment or connected to the same power line.

In this project, the principles of operation and characterisation of these kind of electronic circuits are analysed making use of a circuit simulation computer program. Departing from the design of a concrete device we study the main causes of conducted emissions, related to the high frequency parasitic effects in the components of the device. We show that these parasitic effects can disrupt the normal operation of the SMPS, increasing the emissions levels and even compromising the lifetime of some components of the device.

Finally, methods of EMI suppression, like filters and snubbers, are studied and introduced in our model to show their suitability to reduce the emissions levels under the limits accepted by common EMC regulations.

Índice

Agradecimientos	7
Resumen	9
Abstract	11
Índice	13
Indice de Tablas	15
Índice de Figuras	17
1 Introducción	21
1.1 <i>Introducción a la electronica de potencia: contextualización del trabajo</i>	21
1.2 <i>Breve introducción a las Emisiones Conducidas</i>	25
1.2.1 EMI Conducidas	26
1.2.2 EMI por Acoplamiento Capacitivo (Crosstalk Capacitivo)	26
1.2.3 EMI por Acoplamiento Inductivo (Crosstalk Inductivo)	27
2 Convertidores DC / DC	29
2.1 <i>Nociones sobre los convertidores DC/DC y algunas variables de interés</i>	29
2.1.1 Modos de conducción	29
2.1.2 Ciclo de Trabajo (Duty Cycle)	30
2.2 <i>Convertidores Básicos</i>	30
2.2.1 Convertidor REDUCTOR (BUCK CONVERTER)	31
2.2.2 Convertidor ELEVADOR (BOOST CONVERTER)	32
2.2.3 Convertidor REDUCTOR – ELEVADOR (BUCK – BOOST CONVERTER)	33
2.3 <i>Convertidores con Aislamiento Galvánico</i>	34
2.3.1 Convertidor FLYBACK	34
3 Diseño de un Convertidor Flyback	37
3.1 <i>Proceso previo al diseño</i>	37
3.1.1 Modo de Operación	37
3.1.2 Aspecto de Control	38
3.1.3 Resumen	39
3.2 <i>Relaciones de diseño</i>	39
3.2.1 Establecer la Relación de Transformación	40
3.2.2 Relación entre tension de salida y periodo de conducción t_{ON}	40
3.2.3 Corrientes de entrada y salida; relaciones de potencia	40
3.2.4 Amplitudes de rampas para mínima entrada V_{DC}	41
3.2.5 Resistencia de Carga y Capacidad de Salida	42
3.3 <i>Parámetros del modelo para simulación</i>	42
3.3.1 Características y componentes	42
3.3.2 Comprobación del funcionamiento del modelo	44
4 Origen de Emisiones Conducidas	47
4.1 <i>Line Impedance Stabilization Network (LISN)</i>	47
4.2 <i>Emisiones Conducidas en distintas configuraciones</i>	49

4.2.1	Caso 1: Transformador no ideal	50
4.2.2	Caso 2: Capacidad parásita entre el drenador del transistor y el disipador de calor	54
4.2.3	Caso 3: Inductancia en serie equivalente (ESL) del condensador de entrada	57
4.2.4	Caso 4: Efecto de la frecuencia de conmutación	59
4.2.5	Caso 5: Efecto de los tiempos de subida y bajada	60
5	Control de Emisiones Conducidas	63
5.1	<i>Eliminación de resonancias</i>	63
5.1.1	Resonancia en Modo Común	65
5.1.2	Resonancia en Modo Diferencial	68
5.2	<i>Velocidad de conmutación del diodo. Capacidad de unión.</i>	70
5.3	<i>El filtro de línea</i>	73
5.3.1	El choque de modo común	74
5.3.2	Condensadores de filtrado	75
5.3.3	Caracterización del filtro: Atenuación	76
6	Conclusiones	81
Anexos		83
	<i>Anexo I: Implementación en MATLAB de las ecuaciones de diseño del Convertidor FLYBACK en Modo Conducción Continuo</i>	83
	<i>Anexo II: Hoja de características del transistor IRF520N utilizado para el diseño del Convertidor FLYBACK</i>	84
	<i>Anexo III: Hoja de características del diodo NBRD5H100 utilizado para la simulación de efectos parásitos en el diodo.</i>	85
Referencias		89

INDICE DE TABLAS

<i>Tabla 3.1 – Características principales del convertidor Flyback en sus dos modos de conducción.</i>	39
<i>Tabla 3.2 – Características de diseño extraídas del convertidor original propuesto en [5].</i>	42
<i>Tabla 3.3 – Valores de los diferentes elementos que componen el convertidor Flyback, obtenidos mediante la resolución de las ecuaciones de diseño para las condiciones de operación propuestas.</i>	43
<i>Tabla 5.1 – Valores de los componentes del filtro empleado en la simulación.</i>	76
<i>Tabla 5.2 – Valores aplicados para la simulación de los efectos parásitos del filtro</i>	78

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1.1 - Elementos que componen un circuito de electrónica de potencia	21
Figura 1.2 – Esquema de funcionamiento de un sistema electrónico de potencia	22
Figura 1.3 – Campos que componen la electrónica de potencia y su relación con la electrónica industrial.	22
Figura 1.4 – Esquema de las posibles conversiones de potencia	24
Figura 1.5 – Clasificación de las emisiones de un circuito según su propagación	25
Figura 1.6 – Esquema que muestra la capacidad parásita existente entre el transistor de conmutación y el disipador de calor, generando corrientes en modo común. Este efecto se estudiará en profundidad en el capítulo 4.	26
Figura 1.7 – a) Corrientes en modo diferencial originadas por el funcionamiento normal del circuito. b) Corrientes en modo común generadas por efectos capacitivos parásitos.	26
Figura 1.8 – Acoplamiento capacitivo entre dos circuitos	27
Figura 1.9 – Acoplamiento inductivo entre cable y espira	27
Figura 2.1 – a) Intensidad en la bobina MCC: oscila entre un valor mínimo y un máximo sin llegar a anularse. b) Intensidad en la bobina MCD: la bobina se carga en el intervalo de tiempo encendido, se descarga en el segundo con el interruptor apagado, y durante este último permanece sin corriente hasta el comienzo de un nuevo ciclo.	29
Figura 2.2 – Señal de control de un sistema de modulación por ancho de pulsos (PWM)	30
Figura 2.3 – Diagrama esquemático de un Convertidor Reductor	31
Figura 2.4 – a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina.	31
Figura 2.5 – Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_O , tensión a través de la bobina V_L . Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina.	31
Figura 2.6 - Diagrama esquemático de un Convertidor Elevador	32
Figura 2.7 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina.	32
Figura 2.8 - Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_O , tensión a través de la bobina V_L . Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina I_L , intensidad en el transistor I_S , intensidad en el diodo I_D .	32
Figura 2.9 - Diagrama esquemático de un Convertidor Reductor – Elevador.	33
Figura 2.10 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina. Se produce una inversión de la polaridad de la tensión de salida.	33
Figura 2.11 – Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_O , tensión a través de la bobina V_L . Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina I_L , intensidad en el transistor I_S , intensidad en el diodo I_D .	33
Figura 2.12 – Paso de un convertidor Reductor – Elevador a un Flyback. En la figura a) se reorganiza la conexión original a una equivalente, para en la figura b) sustituir la bobina simple por dos bobinas acopladas con polaridad inversa. Se obtiene el diagrama esquemático del Flyback.	34

Figura 2.13 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de inductancia de magnetización. b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. La inductancia de magnetización descarga su energía a través del acoplamiento inductivo. La polaridad invertida entre primario y secundario hace que el diodo pase a conducción. 35

Figura 2.14 – Formas de onda del convertidor Flyback. La figura de arriba muestra la tensión en el primario. En el centro, el flujo a través del núcleo. Abajo, la intensidad a través del diodo y en discontinua la intensidad de salida. 36

Figura 3.1 – Formas de onda de un Convertidor Flyback. a) Modo Conducción Continua. b) Modo Conducción Discontinua. El valor eficaz de la corriente es mayor en el caso del MCD, bajo las mismas condiciones de conversión de potencia. 38

Figura 3.2 – Formas de onda de la intensidad en el primario (arriba) y en el secundario (abajo), junto con las intensidades en el centro de la rampa I_{cpr} (primario) e I_{csr} (secundario) 41

Figura 3.3 – Diagrama esquemático del Convertidor Flyback que se utilizará para realizar las simulaciones. 43

Figura 3.4 – Forma de onda de las tensiones: Tensión de control de la puerta del transistor (rojo), tensión de alimentación (verde), tensión en el drenador (rosa) y tensión de salida (azul) 44

Figura 3.5 - Forma de onda de las tensiones tras ajustar el ciclo de trabajo: Tensión de control de la puerta del transistor (rojo), tensión de alimentación (verde), tensión en el drenador (rosa) y tensión de salida (azul) 44

Figura 3.6 – Formas de onda de corriente: Intensidad en el primario (rosa), intensidad media de entrada (verde), intensidad en el secundario a través del diodo (azul) e intensidad de salida (celeste). 45

Figura 4.1 – Límites de emisiones en dBμV para el rango de frecuencias de cada normativa. En rojo, MIL-STD-460F (10 kHz – 10 MHz). En negro, UNE-EN-55022 (150 kHz – 30 MHz). 47

Figura 4.2 – Esquema eléctrico del LISN. 48

Figura 4.3 – Resistencia vista en los bornes de la conexión al analizador de espectros con el LISN en función de la frecuencia. 48

Figura 4.4 – Diagrama esquemático final del Convertidor Flyback que se utilizará para realizar la simulación. 49

Figura 4.5 – Medidas de ruido en Modo Diferencial y Modo Común sin la inclusión de no idealidades. 50

Figura 4.6 – Efectos parásitos en el transformador: Inductancias de dispersión en el primario y secundario (L_{lk1} y L_{lk2}) y capacidad del interbobinado (C_{lk}) 50

Figura 4.7 – Efecto de la inductancia de dispersión sobre las formas de onda. a) Tensión en el drenador: aparecen grandes picos de tensión. b) Intensidad en el primario: se suaviza la pendiente de subida de la intensidad. 51

Figura 4.8 – Efecto de la capacidad de interbobinado: aparición de un pico de corriente al inicio del periodo de conducción. 52

Figura 4.9 – a) Tensión en el drenador. Pico de tensión generado por la inductancia del primario. b) Intensidad en el primario. Oscilaciones de alta frecuencia debidas a resonancia entre inductancia de dispersión y capacidad del interbobinado. 52

Figura 4.10 – Aparición de un pico de ruido debido a un armónico de gran amplitud, como consecuencia de un efecto de resonancia. 53

Figura 4.11 – Ejemplo de disipador de calor para un transistor real; dispositivo de aletas para disipación por convección. 54

Figura 4.12 – a) Capacidad parásita entre drenador y disipador de calor de un circuito. b) Capacidad parásita entre drenador y disipador de calor en el modelo del convertidor utilizado en las simulaciones. 55

Figura 4.13 – a) Oscilaciones provocadas por la resonancia en la tensión entre drenador y fuente. b) 55

<i>Oscilaciones provocadas por la resonancia en la intensidad en el primario.</i>	55
Figura 4.14 – Efecto de la resonancia entre la inductancia de dispersión del transformador y la capacidad parásita del disipador sobre el ruido en modo común.	56
Figura 4.15 – Rectificador de onda completa con condensador para obtener una tensión continua. Forma de onda de tensión tras el puente de diodos y a la salida del rectificador.	57
Figura 4.16 – Esquema de las corrientes de ruido diferencial en un convertidor.	57
Figura 4.17 – Efecto del incremento de la ESL: la capacidad de filtrado del condensador disminuye, y aumenta el valor de las emisiones en modo diferencia detectadas en los LISNs.	58
Figura 4.18 – Comparación del ruido tanto en Modo Diferencial como en Modo Común a las frecuencias de 35 y 140 KHz.	59
Figura 4.19 – Emisiones de ruido en Modo Diferencial para diversos tiempos de subida.	60
Figura 4.20 – Emisiones de ruido en Modo Diferencial para diversos tiempos de subida.	61
Figura 4.21 – a) Esquemático del circuito RC usado para suavizar la pendiente de la señal de control del transistor. b) Resultado de la aplicación del circuito RC sobre la señal de control.	61
Figura 5.1 – Ubicación de los snubbers en el circuito. El snubber compuesto por la resistencia R_{S1} y el condensador C_{S1} elimina la resonancia provocada por la inductancia de dispersión y la capacidad parásita del disipador, protegiendo el transistor. El snubber compuesto por la resistencia R_{S2} y el condensador C_{S2} protege el diodo eliminando la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario y las capacidades parásitas del transformador y diodo.	64
Figura 5.2 – Efecto del snubber atenuando la resonancia, tanto sobre la forma de onda de tensión (a y b) como sobre la forma de onda de intensidad (c y d). Pese a que se observa una reducción de la amplitud de la oscilación, siguen siendo valores demasiado elevados.	66
Figura 5.3 – Nueva forma de onda con los valores recalculados del snubber. En el eje de ordenadas de la tensión se observa una reducción notable de la amplitud, así como la atenuación de las oscilaciones, tanto en la forma de onda de tensión (a y b) como en la de corriente del primario (c y d).	67
Figura 5.4 – Efecto del snubber sobre el espectro (amarillo). La resonancia en modo común (azul) queda eliminada.	68
Figura 5.5 – Efecto del snubber en el secundario sobre la forma de onda de intensidad en el primario. Se elimina la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario y la capacidad parásita del transformador que producía el efecto oscilatorio.	69
Figura 5.6 – Efecto del snubber en el secundario sobre el espectro. Se elimina el pico de resonancia en modo diferencial que se producía por la interacción entre la inductancia de dispersión del secundario y la capacidad parásita del transformador.	70
Figura 5.7 – a) Recuperación suave, el tiempo de recuperación es mayor disminuyendo el gradiente de intensidad. b) Recuperación brusca, el tiempo de recuperación es menor, generando un mayor gradiente de intensidad que puede producir oscilaciones hasta la estabilización del nivel de corriente a cero.	71
Figura 5.8 – En la parte superior, forma de onda de la intensidad del diodo en el momento de pasar a corte. En el diodo real (azul) se observa una oscilación de amplitud considerable con respecto del diodo ideal (rojo). En la parte inferior se muestra el espectro en modo diferencial, observándose un desplazamiento de la resonancia inicial y aparición de nuevas resonancias correspondientes a la introducción del efecto de capacidad parásita del diodo.	72
Figura 5.9 – En la parte superior, forma de onda al pasar el diodo a corte. La oscilación disminuye su amplitud a un ritmo mayor que en el caso anterior. En la parte inferior, el espectro en modo diferencial, donde se han reducido los picos de resonancia gracias al snubber.	72
Figura 5.10 – Esquema típico de un filtro EMI, con el choque en modo común, condensadores X para el filtrado del ruido diferencial y condensadores Y para el ruido en modo común.	73
Figura 5.11 – a) Funcionamiento del choque en modo común. La corriente en modo diferencial al tener	

dirección opuesta en cada cable, genera un campo magnético en el núcleo cuya suma se anula, luego la corriente diferencial ve el choque como una baja impedancia. Por el contrario, la corriente en modo común, al tener la misma dirección la corriente en ambos cables, el campo magnético en el interior del núcleo se suma, lo que provoca que la impedancia vista por la corriente en modo común sea alta. 74

Figura 5.12 – a) Condensador X y b) condensador Y, con los logotipos específicos de cada categoría. 75

Figura 5.13 – Pérdida por inserción que muestra la atenuación del filtro con componentes ideales para el modo diferencial (rosa) y modo común (azul). 77

Figura 5.14 – Emisiones en modo diferencial y común sin la aplicación del filtro (rosa y azul, respectivamente) y tras la aplicación del filtro ideal (verde y amarillo, respectivamente). Las emisiones se consiguen reducir muy por debajo de las curvas marcadas por las normativas. 77

Figura 5.15 – Efectos parásitos de alta frecuencia de los distintos componentes del choque: Capacidad parásita en paralelo con las bobinas, e inductancia parásita en serie con los condensadores. Estos efectos parásitos deterioran el comportamiento ideal del filtro. 78

Figura 5.16 – Comparación entre la pérdida por inserción del filtro ideal y del filtro con efectos parásitos. El efecto de atenuación del filtro se deteriora a altas frecuencias. Aparece un pico de resonancia debido a la interacción entre los diferentes efectos parásitos. 79

Figura 5.17 – Comparación entre las emisiones en modo diferencial y común del filtro ideal y el filtro con efectos parásitos. Se incrementan las emisiones a altas frecuencias, llegando a quedar cerca del límite marcado por la normativa civil. 79

Figura 5.18 – Comparación entre las emisiones considerando los efectos parásitos y aplicando la resistencia en serie con el condensador X de 1Ω . Al aplicar la resistencia, se consigue eliminar el bucle de corriente que se produce entre los componentes del filtro, consiguiendo atenuar el pico de resonancia. 80

1 INTRODUCCIÓN

1.1 Introducción a la electrónica de potencia: contextualización del trabajo

La electrónica de potencia se define como la parte de la electrónica encargada del estudio de dispositivos, circuitos, sistemas y procedimientos para el procesamiento, control y conversión de la energía eléctrica.

Cada vez son más los dispositivos y sistemas que en una o varias de sus etapas son accionados por energía eléctrica. Los accionamientos consisten en general en la transformación de la energía eléctrica en otro tipo de energía, o en el mismo tipo, pero con diferentes características. Esos procesos de transformación de energía son posibles gracias a los sistemas electrónicos de potencia.

La siguiente figura esquematiza las dos partes fundamentales de las que consta un equipo de potencia:

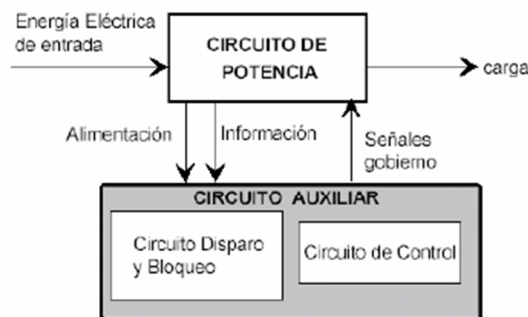


Figura 1.1 - Elementos que componen un circuito de electrónica de potencia

- Un circuito de potencia, cuyos componentes son semiconductores de potencia y elementos pasivos, que funciona como ligadura entre la fuente primaria de alimentación y la carga.
- Un circuito de auxiliar, que mediante un circuito de realimentación, genera las señales que controlan el cambio de estado entre conducción y corte de los semiconductores, en base a los requerimientos de salida de cada instante.

Antes de comenzar el estudio de los sistemas de potencia, resulta necesario establecer el marco de aplicación de estos dispositivos, así como sus características principales.

En la Electrónica de Potencia, el concepto principal es el rendimiento. El elemento de base no puede trabajar en régimen de amplificación, como ocurre en la electrónica de la señal, pues las pérdidas serían elevadas; por ello se trabaja en régimen de conmutación, siendo el componente de base el semiconductor actuando como interruptor. Las características de este componente para poder trabajar en régimen de conmutación deben ser:

- Tener dos estados claramente definidos; uno de alta impedancia (bloqueo) y otro de baja impedancia (conducción).
- Poder controlar el paso de un estado a otro con facilidad y con un consumo de potencia mínimo.
- Ser capaz de soportar altas tensiones de bloqueo y grandes intensidades de conducción (con pequeñas caídas de tensión entre sus extremos que son inevitables)
- Rapidez de funcionamiento para pasar de un estado a otro, pues estos dispositivos suelen trabajar a frecuencias elevadas.

Por tanto, la electrónica de potencia se ha introducido de lleno en la industria en aplicaciones tales como las fuentes de alimentación, cargadores de baterías, control de temperatura, variadores de velocidad de motores, etc. Es la electrónica industrial quien estudia la adaptación de los sistemas electrónicos de potencia a procesos industriales, donde interviene el transvase de energía entre la entrada y la carga, haciendo uso de convertidores, transductores y sistemas de control, los cuales siguen en constante evolución y crecimiento.

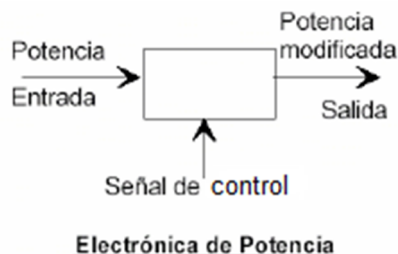


Figura 1.2 – Esquema de funcionamiento de un sistema electrónico de potencia

En la figura 1.3 se encuentra una división actual de los grandes bloques temáticos en los que se divide la electrónica de potencia. Este trabajo estará enfocado principalmente en el bloque de convertidores, y se hará referencia también al bloque de componentes.

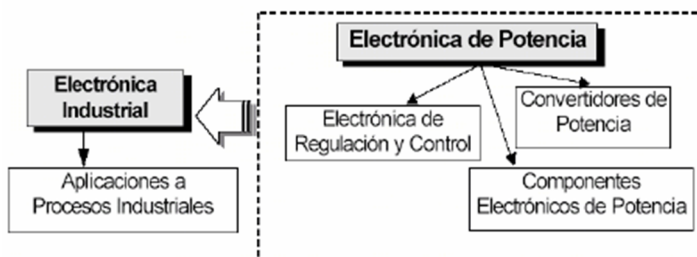


Figura 1.3 – Campos que componen la electrónica de potencia y su relación con la electrónica industrial.

1.1.1 Componentes: Dispositivos Semiconductores de Potencia

Las aplicaciones de la electrónica tuvieron grandes limitaciones a lo largo de la historia por la falta de fiabilidad, cantidad de mantenimiento y delicadeza de uso de los elementos electrónicos entonces disponibles (tubos de vacío, amplificadores, tiratrones, resistencias, condensadores). Esta fiabilidad era insuficiente para responder a las altas exigencias que se requerían en las nuevas aplicaciones del campo industrial.

La aparición de los dispositivos semiconductores en la década de los 60, que respondían a las exigencias industriales (alta fiabilidad, dimensiones reducidas, insensibilidad a las vibraciones mecánicas, etc.), hizo posible la evolución de la electrónica industrial, permitiendo la realización de operaciones cada vez más complejas y la automatización de procesos.

En general, cualquier conversión de energía eléctrica se puede realizar por procedimientos electromecánicos o por procedimientos electrónicos. Los convertidores electrónicos actuales disponen de las siguientes ventajas frente a los electromecánicos:

- Flexibilidad y posibilidades de control.
- Estabilidad y gran rapidez de respuesta
- Menor mantenimiento.
- Mayor vida media y mayor fiabilidad.

- No producción del arco eléctrico.

Como inconvenientes:

- Menor robustez eléctrica, al disponer de menor capacidad para soportar sobretensiones y sobrecorrientes.
- Mayor coste para algunas de sus aplicaciones.

Actualmente, gracias a la fabricación en masa de circuitos electrónicos y semiconductores para todo tipo de aplicaciones, toda la rama de la electrónica ha progresado a gran velocidad.

Dentro de los dispositivos electrónicos de potencias, podemos citar, entre otros, los diodos y transistores de potencia, el tiristor, así como sus derivados, los triac, diac, conmutador unilateral, transistor uniunión (UJT), transistor uniunión programable y el diodo Shockley.

Lo más importante a considerar de estos dispositivos, es su curva característica que establece la relación entre la intensidad que los atraviesa con la caída de tensión entre los electrodos principales.

1.1.2 Convertidores de Potencia

Los sistemas electrónicos de potencia consisten normalmente en uno o varios convertidores de potencia, mediante los cuales se realiza la transferencia de energía. El convertidor es el módulo básico de un sistema de potencia. En general, un convertidor controla la magnitud eléctrica de entrada V_i , frecuencia f_i y número de fases m_i , y la transforma en una magnitud eléctrica de salida V_o , frecuencia f_o y número de fases m_o .

Una clasificación de los convertidores se podría realizar según la relación entre su entrada y su salida, detallando algunas de sus aplicaciones:

- Conversión Alterna/Continua (AC/DC)

Alimentación de sistemas electrónicos, donde se necesite energía en forma de corriente continua, control de motores de continua utilizados en procesos industriales, transporte de energía eléctrica en DC y alta tensión, procesos electroquímicos, cargadores de baterías.

- Conversión Alterna/Alterna (AC/AC)

Reguladores de alterna: Calentamiento por inducción, control de iluminación, control de velocidad de motores de inducción, equipos para procesos de electrodisposición.

Cambiadores de frecuencia (cicloconvertidores): Enlace entre dos sistemas energéticos de corriente alterna no sincronizados, alimentación de aeronaves o grupos electrógenos móviles.

- Conversión Continua/Alterna (DC/AC)

Accionadores de motores de corriente alterna en todo tipo de aplicaciones industriales, convertidores de corriente continua en alterna para fuentes no convencionales, tales como la fotovoltaica o la eólica, calentamiento por inducción.

- Conversión Continua/Continua (DC/DC)

Alimentación y control de motores de continuas, alimentación de equipos electrónicos a partir de baterías o fuentes autónomas de corriente continua.

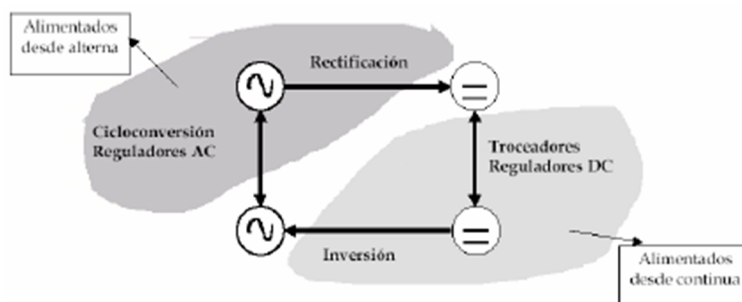


Figura 1.4 – Esquema de las posibles conversiones de potencia

1.1.3 Conversión de Energía

En sus inicios, la conversión de energía eléctrica era realizada a través de polos de potencia que trabajaban en su zona lineal, denominados Reguladores Lineales, esto conllevaba elevadas pérdidas de potencia, en un intervalo entre el 30 y 60%.

Además de estas pérdidas, inadmisibles por parte de la industria, se suma el inconveniente del peso y tamaño de los convertidores, debido a que todos los componentes inductivos y capacitivos trabajaban a la frecuencia de red; por todo esto la industria buscó un método para realizar la conversión de energía a través de convertidores más pequeños y ligeros, con los que se obtuviese un mejor rendimiento, salvando los inconvenientes anteriores.

Tras el uso de reguladores lineales, se empezó a estudiar la posibilidad de aplicar transistores tipo MOSFET e IGBT, para ser utilizados como polos de potencia en los convertidores, haciéndoles trabajar en las zonas no lineales de sus características, en saturación o en bloqueo, funcionando como un interruptor. Ya que no se opera en la región activa, la disipación de potencia es menor, por lo que se pueden aproximar a interruptores ideales. Este tipo de convertidores son conocidos como Convertidores de Modos Conmutados (*Switch Mode Power Supplies, SMPS*).

Entre sus principales ventajas, su elevado rendimiento, entorno al 70-90%, se pueden obtener tensiones de salida mayores y con distinta polaridad, y se puede trabajar a una frecuencia mucho mayor que la de red, consiguiendo una gran disminución del peso y tamaño de los elementos inductivos y capacitivos.

Como inconvenientes, aparecen la complejidad de diseño y control, y el elevado contenido espectral de las señales de altas frecuencias, que generan interferencias electromagnéticas (EMI), cuyo estudio se llevará a cabo en este trabajo.

En ocasiones, para evitar la rotura de componentes a la salida o del propio convertidor ante variaciones elevadas de las magnitudes de entrada, puede resultar necesario aislar la salida de la entrada. Esta separación se realiza mediante el uso de transformadores. Éstos pueden conectarse directamente a la entrada, trabajando a la frecuencia de la red, o trabajar a la frecuencia de conmutación. Pero dado que el tamaño físico de un transformador se relaciona a la inversa con su frecuencia de funcionamiento, y ante la necesidad de que las dimensiones de los convertidores se reduzcan, estos se integran dentro de los convertidores, trabajando a frecuencias muy superiores a la de red.

Gracias a los transformadores, se pueden realizar varios niveles de conversiones de las tensiones previas al convertidor.

Actualmente, la tecnología de fabricación desarrollada para circuitos integrados permite que la mayoría de fabricantes presentes soluciones en un único chip, facilitando el diseño de las fuentes conmutadas y funcionando con rendimientos muy elevados.

1.2 Breve introducción a las Emisiones Conducidas

Cuando un sistema potencialmente ruidoso genera interferencias con otros sistemas, el ruido puede transmitirse fuera del sistema a través de varios caminos: como energía radiada, a través de un campo eléctrico o magnético; o como energía conducida (corriente eléctrica) a través de un camino común existente entre la fuente generatriz y los receptores. Es importante destacar que los acoplos inductivos y capacitivos pueden ser la causa interna de la aparición de ruido conducido en los cables del equipo. Esta perturbación conducida puede dar lugar a radiación, de la misma manera que la señal de ruido radiada fuera del sistema puede acoplarse a conductores próximos dando lugar a su vez a perturbaciones conducidas.

Dada la complejidad inherente al mecanismo de generación de señales de ruido en sistemas electrónicos, a la hora de controlar las emisiones de un sistema, las diferentes normativas suelen establecer la necesidad de realizar medidas de emisiones conducidas y compararlas con límites establecidos a frecuencias por debajo de unas decenas de megahertzios (por ejemplo, 30MHz en la normativa de aplicación civil de la Unión Europea). Por encima de ese límite de frecuencia se considera más práctico medir directamente emisiones radiadas, ya que la longitud de onda de la señal se acerca al orden de los metros y por tanto los cables que abandonan el equipo dejan en muchos casos de ser eléctricamente cortos. En estas condiciones el ruido conducido que circula por esos cables se transforma con facilidad en emisiones radiadas.

Así pues, según el medio de propagación, se puede establecer la siguiente clasificación de EMI:

- Las EMI conducidas se propagan a través de cables ya sean de alimentación, señal o tierra.
- Las EMI propagadas por acoplamiento capacitivo se producen por efecto de campo eléctrico. Su principal fuente son los puntos donde haya grandes variaciones de tensión respecto al tiempo.
- Las EMI propagadas por acoplamiento inductivo se producen por efecto de campo magnético. Su principal fuente son los bucles de intensidad que presentan grandes derivadas respecto al tiempo.
- Las EMI radiadas son debidas a la generación de ondas electromagnéticas. Se consideran radiadas y no acopladas cuando la distancia entre la fuente y la víctima es superior a la mitad de la longitud de onda de la interferencia.

Tal como se ha comentado, es común establecer el límite entre la banda conducida y la banda radiada en torno a unas decenas de megahercios. Esto, sin embargo, no significa que no existan señales conducidas por encima de esas frecuencias, sino que a altas frecuencias es más práctico limitar las emisiones del equipo controlando sus emisiones radiadas.

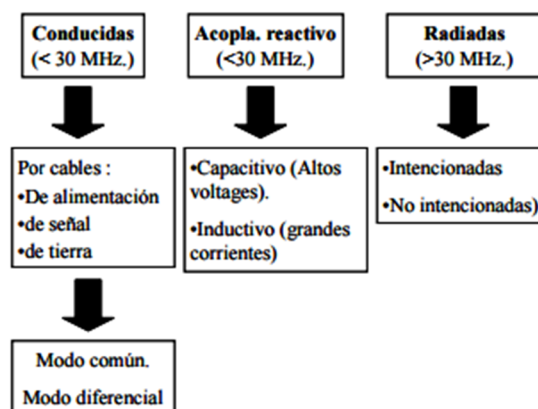


Figura 1.5 – Clasificación de las emisiones de un circuito según su propagación

Aunque en principio un convertidor de potencia puede dar lugar a emisiones conducidas y radiadas, este tipo de equipos se suelen diseñar con frecuencias de conmutación en el orden de los kilohercios o decenas de kilohercios y debido a ello y a pesar de la tendencia actual al aumento de la frecuencia de conmutación, las emisiones conducidas son generalmente un problema más importante y difícil de controlar que las radiadas. Por esta razón este trabajo estará centrado en las emisiones conducidas, que se tratarán con un poco más de detalle en el siguiente apartado.

1.2.1 EMI Conducidas

Las EMI conducidas pueden aparecer en modo diferencial, propagándose por los conductores activos del sistema, como consecuencia del propio funcionamiento normal; o en modo común, propagándose por los conductores activos y la tierra del sistema. A menudo, la causa subyacente tras estos fenómenos es la aparición de efectos parásitos que no se han tenido previamente en cuenta en el diseño inicial del sistema, y que es inevitable que aparezcan, como puede ser la capacidad parásita existente entre el transistor de conmutación y el disipador de calor en fuentes conmutadas.

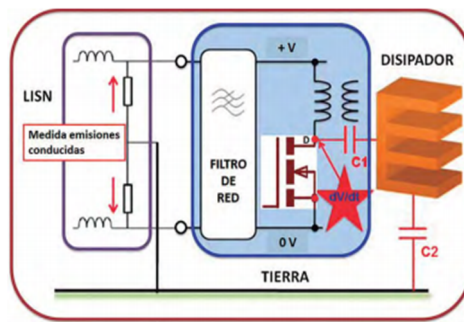


Figura 1.6 – Esquema que muestra la capacidad parásita existente entre el transistor de conmutación y el disipador de calor, generando corrientes en modo común. Este efecto se estudiará en profundidad en el capítulo 4.

Las interferencias en modo diferencial, son causadas principalmente por bucles de corriente con grandes valores di/dt , mientras que en el modo común se propagan principalmente por acoplamientos capacitivos, por lo que los puntos a estudiar son principalmente aquéllos con grandes valores dV/dt .

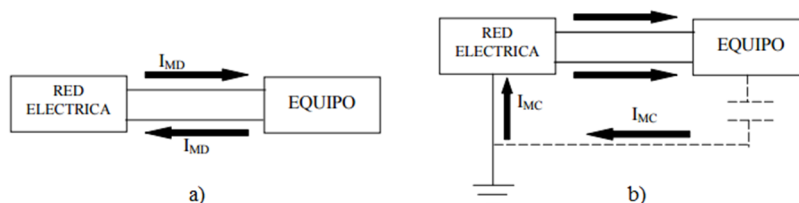


Figura 1.7 – a) Corrientes en modo diferencial originadas por el funcionamiento normal del circuito. b) Corrientes en modo común generadas por efectos capacitivos parásitos.

1.2.2 EMI por Acoplamiento Capacitivo (Crosstalk Capacitivo)

Este acoplamiento es debido a la cercanía entre dos conductores entre los cuales existe una diferencia de potencial que varía con el tiempo. Si el campo eléctrico generado por una tensión fuente aplicada entre dos conductores alcanza otro conductor cercano (la víctima), se inducirá en él una corriente parásita, la cual podrá provocar a la vez una tensión parásita.

En la figura 1.8 se muestra un ejemplo de acoplamiento capacitivo:

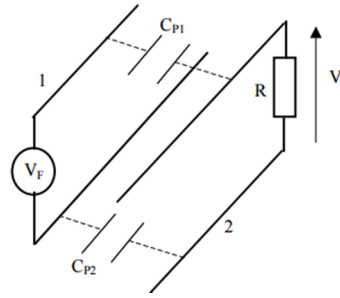


Figura 1.8 – Acoplamiento capacitivo entre dos circuitos

La diferencia de potencial V_F del circuito 1 induce una corriente parásita al circuito 2 que se cierra a través de la resistencia R y las capacidades parásitas entre los conductores 1 y 2 (C_{P1} Y C_{P2}). El valor de la tensión inducida vendrá dado de forma aproximada por:

$$V_I = R \cdot C_T \cdot \frac{dV_F}{dt} \quad (1.1)$$

$$\frac{1}{C_T} = \frac{1}{C_{P1}} + \frac{1}{C_{P2}} \quad (1.2)$$

La tensión inducida será mayor en los siguientes casos:

- Cuando mayor sea la variación temporal de V_F , o mayor sea su frecuencia.
- Cuando menor sea la distancia entre el conductor fuente y el conductor víctima.
- Cuando mayor sea la longitud de los dos circuitos enfrentados. Este punto y el anterior se deducen de la fórmula de la capacidad de un condensador plano.

Este problema se puede solucionar en algunos casos mediante el uso de cables apantallados.

1.2.3 EMI por Acoplamiento Inductivo (Crosstalk Inductivo)

Se produce cuando un hilo conductor lleva una corriente que crea un campo magnético, afectando a una espira o bucle víctima en la que se genera una fuerza electromotriz perturbadora. El principio en el que se basa es la Ley de Faraday.

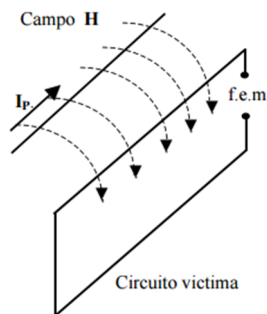


Figura 1.9 – Acoplamiento inductivo entre cable y espira

En el circuito de la figura, según la ley de Faraday (1.3), la F.E.M. inducida en el bucle víctima es proporcional a la variación respecto al tiempo del flujo del campo magnético que lo atraviesa:

$$|E| = \left| \frac{d\Phi}{dt} \right| \quad (1.3)$$

El flujo magnético que atraviesa la espira será mayor, y por tanto también lo será la f.e.m.:

- Cuanto mayor sea la corriente I_p .
- Cuanto mayor sea el área del bucle.
- Cuanto menor sea la distancia entre el cable perturbador y el bucle.
- La derivada temporal del flujo será mayor cuanto mayor sea la frecuencia de la corriente generadora del campo magnético.

Los métodos utilizados para reducir este tipo de acoplamiento pasan desde la reducción del bucle víctima a través del trenzado del cable, reducir la distancia entre el cable origen de la perturbación y su retorno, de modo que se anulen los campos magnéticos al llevar ambas corrientes sentidos opuestos, o buscar la perpendicularidad entre el cable perturbador y el bucle, de modo que el flujo magnético que lo atraviere sea nulo.

2 CONVERTIDORES DC / DC

2.1 Nociones sobre los convertidores DC/DC y algunas variables de interés

Los convertidores DC/DC sirven para transformar una tensión de entrada continua, generalmente de valor fijo, en una tensión de salida también de corriente continua, con un valor diferente. De forma simplificada, se podría decir que realizan la misma función que los transformadores en AC pero en DC (de hecho, a algunos convertidores con aislamiento galvánico que incluyen un transformador, y que posteriormente analizaremos, se les suele llamar directamente “transformadores”).

Sus aplicaciones son las mismas que los convertidores AC/DC, con la diferencia de que la energía primaria de alimentación no es AC. En la práctica, este tipo de convertidores suelen usarse con frecuencia en sistemas embarcados, motor de arranque del coche, radio; o en general en sistemas portátiles como teléfonos móviles o reproductores de audio.

Desde el punto de vista técnico, estos convertidores presentan algunas ventajas claras como proporcionar una variación continua de salida (aplicable al control de accionamientos, produciendo una aceleración constante del accionamiento), respuesta dinámica muy rápida y una muy alta eficiencia, en el entorno del 70-80 %.

En cuanto a su arquitectura interna, hay muchas y diversas configuraciones en función de la conversión que se pretenda realizar, ya sea reducir la tensión, elevarla o ambas.

Para realizar un análisis básico de este tipo de convertidores, se tendrá como consideración que el circuito opera en régimen permanente, los dispositivos semiconductores serán tratados como dispositivos ideales, se desprecian las pérdidas en los elementos inductivos y capacitivos, y la alimentación continua se supondrá constante en el tiempo.

2.1.1 Modos de conducción

Todos los convertidores presentan dos modos de conducción, En todas las topologías aparece un elemento inductivo en serie con un diodo de modo que, si la corriente por la bobina intenta hacerse negativa el diodo lo impide fijando la misma a cero. Si esto ocurre en algún momento del periodo de funcionamiento, estamos en MCD, de lo contrario estaríamos en MCC:

- Modo conducción continua (MCC): la intensidad que fluye por la bobina fluctúa entre dos valores, un máximo y un mínimo, pero no llega a anularse. Esto se debe a que en el intervalo de tiempo en el que el conmutador está bloqueado, la intensidad en la carga no llega a hacerse cero. Así, al comenzar el siguiente periodo la intensidad parte desde un valor inicial I_{Lmin} .
- Modo conducción discontinua (MCD): La intensidad en la bobina se anula en algún momento en el que el interruptor está abierto. El tiempo que permanece abierto el interruptor es mayor que el tiempo que la bobina puede estar cediendo energía, con lo que en el siguiente periodo, la intensidad parte desde el valor inicial cero.

En la figura 2.1 se compara la forma de onda de la intensidad que fluye por la bobina en un convertidor REDUCTOR, para sus dos modos de conducción:

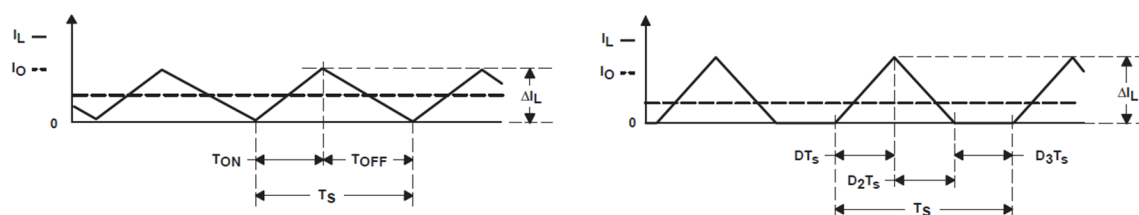


Figura 2.1 – a) Intensidad en la bobina MCC: oscila entre un valor mínimo y un máximo sin llegar a anularse. b) Intensidad en la bobina MCD: la bobina se carga en el intervalo de tiempo encendido, se descarga en el segundo con el interruptor apagado, y durante este último permanece sin corriente hasta el comienzo de un nuevo ciclo.

2.1.2 Ciclo de Trabajo (Duty Cycle)

El semiconductor que actúa como interruptor se abre y cierra siguiendo una señal de periodo T_S . El tiempo durante el cual el interruptor está conduciendo se denominará t_{ON} , mientras que la fracción del periodo que permanece en bloqueo se denominará t_{OFF} , siendo T_S la suma de ambos.

En un convertidor la potencia entregada a la carga es función del tiempo de conducción t_{ON} . Por ello, se define el ciclo de trabajo D (Duty Cycle) como la fracción del periodo en la que el interruptor se halla en conducción:

$$D = \frac{t_{ON}}{T_S} \quad (2.1)$$

Así, mediante esta expresión, existen tres modos de modificar el ciclo de trabajo para regular la tensión de salida:

- Variar el tiempo de conducción t_{ON} , manteniendo el periodo T_S fijo. Este método se denomina Modulación por Ancho de Pulso (*Pulse Width Modulation, PWM*). Aquí la frecuencia de la señal de control se mantiene constante, mientras que se varía el tiempo de conducción.
- Variar el periodo de la señal de control y conservar el tiempo de conducción. Este método se denomina Modulación por Frecuencia, pues es la frecuencia de la señal de control la que varía. La mayor problemática que genera este tipo de modulación es que genera armónicos indeseados a frecuencias impredecibles, por lo que el diseño del filtro de salida será de una gran complejidad.
- Modificar tanto el periodo de la señal de control como el tiempo de conducción.

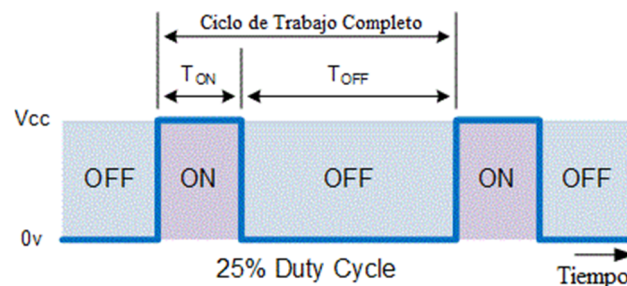


Figura 2.2 – Señal de control de un sistema de modulación por ancho de pulsos (PWM)

2.2 Convertidores Básicos

A continuación, se describirán algunos convertidores básicos, cuyo conocimiento ayudará a la comprensión de los más complejos, y se realizará un análisis de las relaciones fundamentales entre entrada y salida en éstos para ilustrar su funcionamiento. Estos análisis se realizarán en modo conducción continua, por ser relaciones algo más simplificadas e ilustrativas. Para mayor información sobre las relaciones del modo conducción discontinuo, se recomienda [2].

2.2.1 Convertidor REDUCTOR (BUCK CONVERTER)

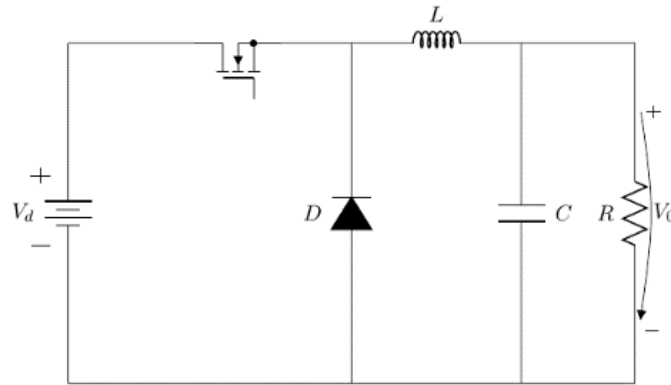


Figura 2.3 – Diagrama esquemático de un Convertidor Reductor

La función de este convertidor es mantener una tensión de salida inferior a la de entrada regulada frente a variaciones de la tensión de entrada o de la carga.

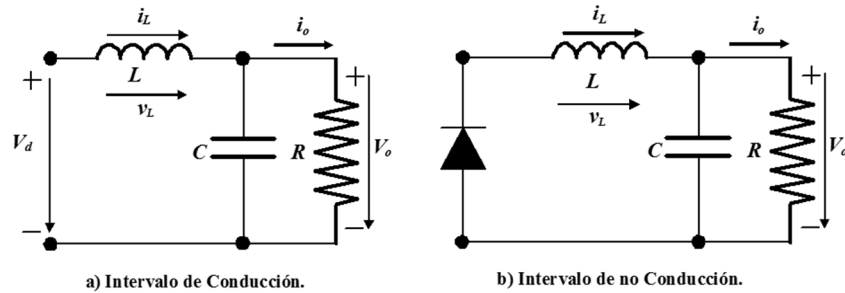


Figura 2.4 – a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina.
b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina.

El interruptor conmuta a una frecuencia $f=1/T_s$. Los dos modos de operación vienen marcados según si se anula o no la corriente en el inductor L durante el período de operación t_{OFF} .

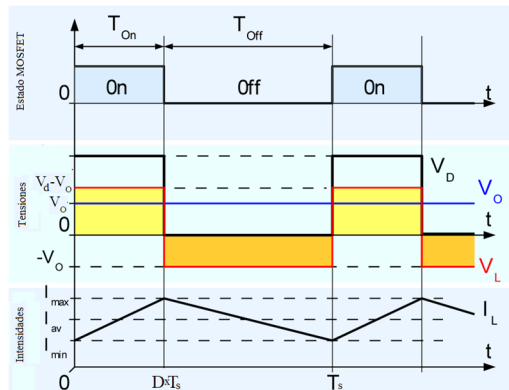


Figura 2.5 – Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_o , tensión a través de la bobina V_L .
Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina.

Realizando el análisis de la tensión en la bobina según los periodos de conducción y corte del transistor, y teniendo en cuenta que su forma de onda en estado estacionario debe repetirse entre un ciclo y el siguiente, su integral en un intervalo completo T_s debe ser cero.

$$\int_0^{T_s} v_L(t) dt = \int_0^{t_{ON}} (V_d - V_o) dt + \int_{t_{ON}}^{T_s} (-V_o) dt = 0$$

$$(V_d - V_o) t_{ON} = V_o (T_s - t_{ON}) \rightarrow$$

$$\rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{t_{ON}}{T_s} = D \quad (2.2)$$

2.2.2 Convertidor ELEVADOR (BOOST CONVERTER)

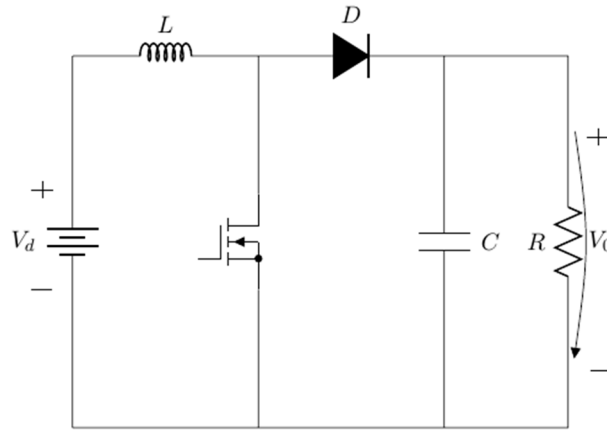


Figura 2.6 - Diagrama esquemático de un Convertidor Elevador

En este convertidor se mantiene una tensión regulada a la salida superior a la de entrada.

La energía de entrada a este convertidor es conducida por el elemento de conmutación para ser almacenada en la bobina. Este almacenamiento de energía se efectúa durante la conducción del interruptor, no existiendo durante este intervalo transferencia de energía a la carga desde la fuente primaria de DC a la entrada.

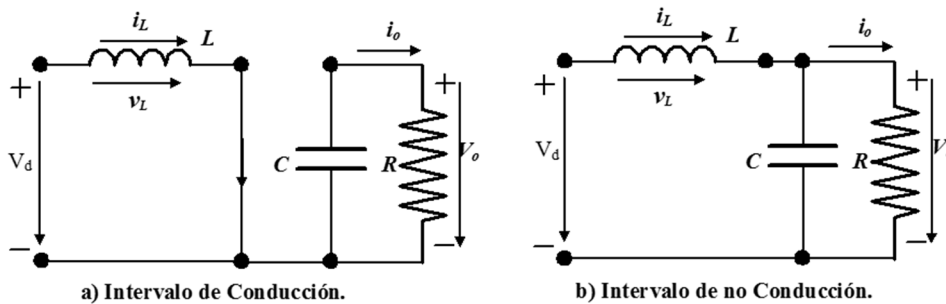


Figura 2.7 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina.
b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina.

Al abrirse el conmutador, la tensión que se produce en bornes de la bobina se suma a la tensión de la fuente obteniéndose una tensión de salida superior y con idéntica polaridad a esta última. Al mismo tiempo, la energía almacenada en la bobina se transfiere a la carga y filtro capacitivo de salida.

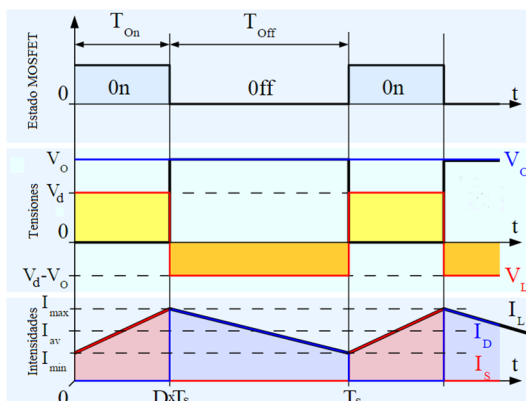


Figura 2.8 - Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_o , tensión a través de la bobina V_L .
Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina I_L , intensidad en el transistor I_S , intensidad en el diodo I_D .

Siguiendo el mismo procedimiento anterior, integrando la tensión en la bobina en un periodo completo T_s :

$$V_d t_{ON} + (V_d - V_o) t_{OFF} = 0 \rightarrow$$

$$V_d D + (V_d - V_o)(1 - D) = 0$$

$$\frac{V_o}{V_d} = \frac{T_s}{t_{OFF}} = \frac{1}{1 - D} \quad (2.3)$$

2.2.3 Convertidor REDUCTOR – ELEVADOR (BUCK – BOOST CONVERTER)

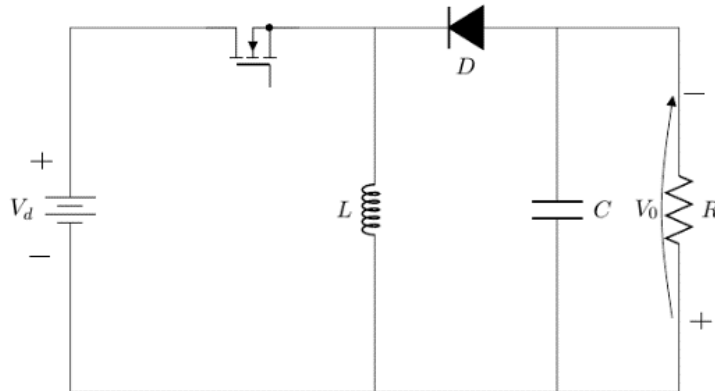


Figura 2.9 - Diagrama esquemático de un Convertidor Reductor – Elevador.

Este convertidor se usa frecuentemente cuando la tensión DC de la fuente primaria de entrada puede variar en un rango muy amplio mientras que la tensión de DC de salida se pretende regular a un valor comprendido en ese rango. Es por eso por lo que a veces hay que ‘elevar’ y otras ‘reducir’.

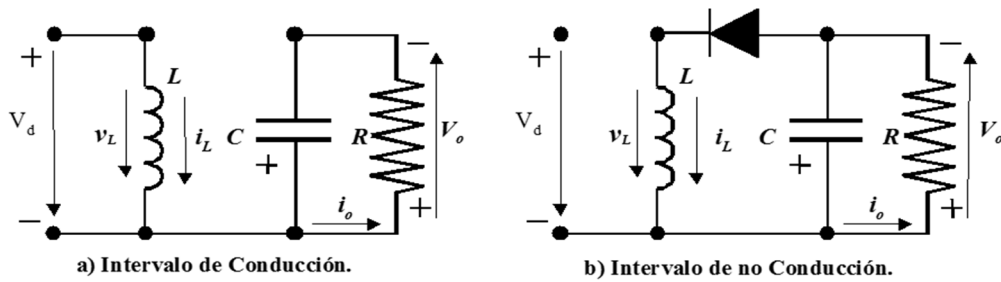


Figura 2.10 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de la bobina.
b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. Descarga de la bobina. Se produce una inversión de la polaridad de la tensión de salida.

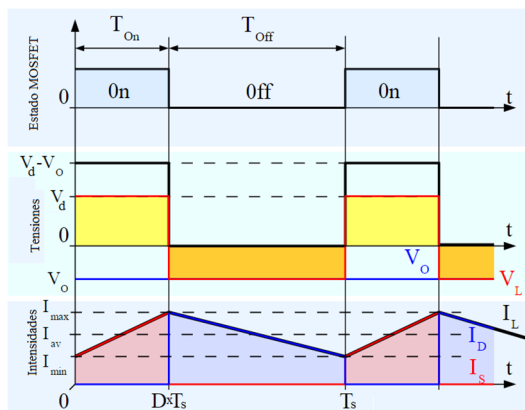


Figura 2.11 – Formas de onda de tensión: Tensión de entrada V_d , tensión de salida V_o , tensión a través de la bobina V_L . Forma de onda de intensidad: Intensidad en la bobina I_L , intensidad en el transistor I_S , intensidad en el diodo I_D .

Este convertidor se puede obtener de desde la conexión en cascada de los dos convertidores básicos mencionados anteriormente, de tal forma que la razón de conversión del mismo vendrá dada por el producto de las razones correspondientes a estos dos:

$$V_d D T_s + (-V_o)(1 - D) T_s = 0 \rightarrow \frac{V_o}{V_d} = \frac{D}{1 - D} \quad (2.4)$$

2.3 Convertidores con Aislamiento Galvánico

En los convertidores DC/DC sin aislamiento, existe al menos un camino eléctrico entre la entrada y la salida, por lo tanto, una perturbación brusca en la entrada podría trasladarse a la salida y viceversa, pudiendo provocar el deterioro e incluso destrucción de los componentes del convertidor o la carga. El modo más directo y sencillo de conseguir este aislamiento consiste en la inclusión de un transformador.

Este método presenta a ventaja de que, al ser la frecuencia de conmutación de los semiconductores un parámetro de diseño, si se selecciona una frecuencia suficientemente alta, dentro de las limitaciones de los semiconductores usados, se puede emplear un transformador de pequeñas dimensiones. Además, gracias a la relación de vueltas del transformador, se obtendrá una mayor flexibilidad de diseño a la hora de fijar la relación entre la entrada y la salida; incluso, empleando múltiples devanados, se pueden conseguir varias salidas empleando sólo una entrada.

Con la introducción del transformador, se puede añadir la siguiente clasificación dependiendo de la forma de utilizar el núcleo del transformador:

- Excitación unidireccional del núcleo, sólo se usa el cuadrante 1 o la parte positiva de la curva de histéresis del núcleo (Curva BH). Las topologías que se incluyen en esta categoría son el FLYBACK y FORWARD.
- Excitación bidireccional del núcleo, se usa el cuadrante 1 y el cuadrante 3, es decir, la parte positiva y negativa de la curva BH del núcleo. Las topologías incluidas aquí son PUSH-PULL, HALF-BRIDGE y FULL-BRIDGE.

En este apartado, ante la gran variedad de topologías, se estudiará en profundidad el caso del Convertidor FLYBACK, por ser el utilizado en este trabajo para el estudio de las Emisiones Conducidas, además de ser uno de los más utilizados en multitud de aplicaciones y su gran eficiencia.

2.3.1 Convertidor FLYBACK

El convertidor FLYBACK tiene como origen el rediseño del convertidor Reductor – Elevador, incorporando una segunda inductancia y obteniendo dos bobinas acopladas para conseguir el aislamiento. Esta topología es ampliamente usada para aplicaciones de baja potencia (5 – 150 W). El transformador empleado es de alta frecuencia, para trabajar a la frecuencia del transistor y conseguir unas dimensiones más reducidas, además de mayor eficiencia.

Una de las principales ventajas de esta topología es que la inductancia del filtro de salida requerida normalmente no es necesaria porque el transformador realiza esas funciones. Esto tiene especial valor en aplicaciones de baja potencia con múltiples salidas, produciendo un ahorro significativo tanto en coste como en espacio.

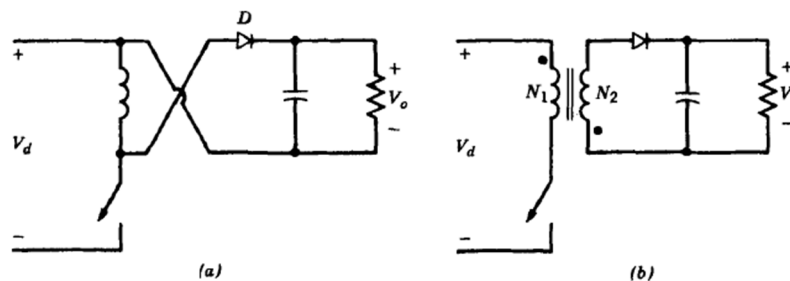


Figura 2.12 – Paso de un convertidor Reductor – Elevador a un Flyback. En la figura a) se reorganiza la conexión original a una equivalente, para en la figura b) sustituir la bobina simple por dos bobinas acopladas con polaridad inversa. Se obtiene el diagrama esquemático del Flyback.

La figura 2.13 muestra un convertidor FLYBACK donde el transformador está representado por su circuito equivalente compuesto por un acoplamiento inductivo ideal y una inductancia de magnetización en paralelo. Cuando el transistor está en conducción, debido a la polaridad del bobinado, el diodo D se encuentra en bloqueo (figura 2.13a).

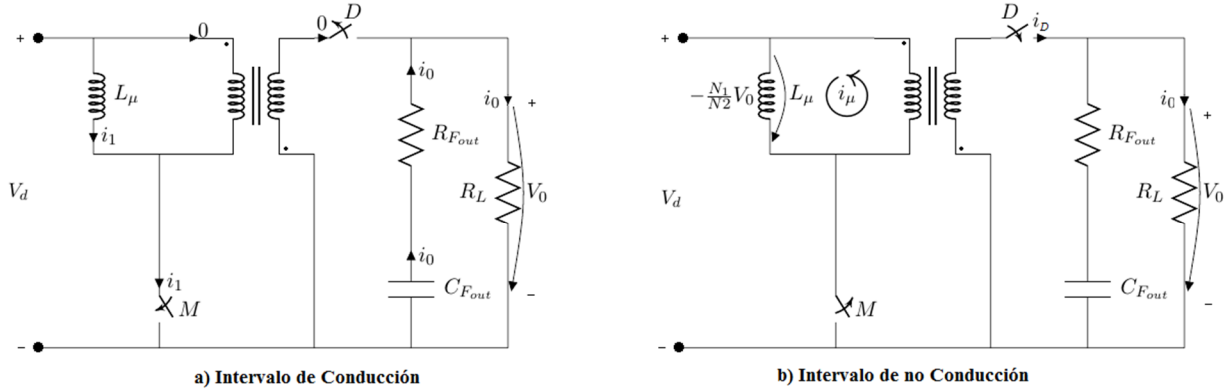


Figura 2.13 - a) Circuito equivalente con el interruptor cerrado. Carga de inductancia de magnetización.
b) Circuito equivalente con el interruptor abierto. La inductancia de magnetización descarga su energía a través del acoplamiento inductivo. La polaridad invertida entre primario y secundario hace que el diodo pase a conducción.

El modo conducción continua en un REDUCTOR –ELEVADOR corresponde con una desmagnetización incompleta del núcleo del acoplamiento inductivo en el FLYBACK. Así pues, como se muestra en las formas de onda en la figura 2.14, el flujo a través del núcleo aumenta de forma lineal desde su valor inicial $\phi(0)$, que es finito y positivo:

$$\phi(t) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t ; 0 < t < t_{ON} \quad (2.5)$$

Y el pico de flujo al final del intervalo viene dado por:

$$\hat{\phi} = \phi(t_{ON}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{ON} \quad (2.6)$$

Tras el t_{ON} , el transistor pasa a bloqueo y la energía almacenada en el núcleo hace que la corriente fluya en el bobinado secundario a través del diodo D, como se muestra en la figura 2.13b. La tensión a través de la bobina secundaria $v_2 = -V_0$, y por consiguiente, el flujo decrece linealmente durante el tiempo t_{OFF} :

$$\phi(t) = \hat{\phi} - \frac{V_0}{N_2} (t - t_{ON}) ; t_{ON} < t < T_S \quad (2.7)$$

Y combinando estas ecuaciones:

$$\phi(T_S) = \hat{\phi} - \frac{V_0}{N_2} (t - t_{ON}) = \phi(0) + \frac{V_d}{N_1} t_{ON} - \frac{V_0}{N_2} (T_S - t_{ON}) \quad (2.8)$$

Dado que la variación de flujo en un periodo debe ser cero en estado estacionario:

$$\phi(T_S) = \phi(0) \quad (2.9)$$

Así pues, de las ecuaciones (2.8) y (2.9) anteriores, se obtiene la relación entre entrada y salida del flyback:

$$\frac{V_0}{V_d} = \frac{N_2}{N_1} \frac{D}{1 - D} \quad (2.10)$$

Esta ecuación muestra que la dependencia respecto del ciclo de trabajo D en el FLYBACK es la misma que en el REDUCTOR – ELEVADOR, añadiendo la relación de transformación del transformador. Esto tiene sentido, dado que uno deriva directamente del otro.

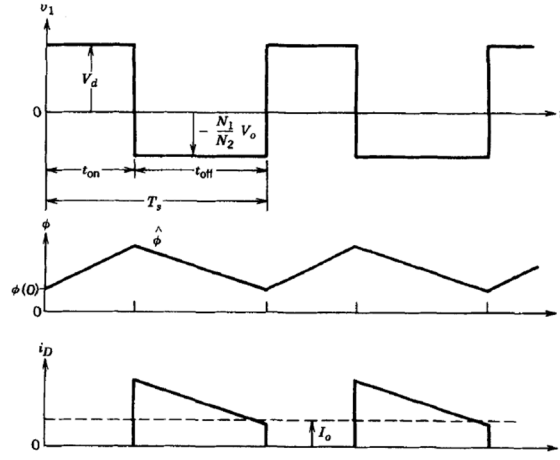


Figura 2.14 – Formas de onda del convertidor Flyback. La figura de arriba muestra la tensión en el primario. En el centro, el flujo a través del núcleo. Abajo, la intensidad a través del diodo y en discontinua la intensidad de salida.

La corriente en la bobina crece linealmente desde su valor inicial $I_\mu(0)$

$$i_\mu(t) = i_{sw}(t) = I_\mu(0) + \frac{V_d}{L_\mu} t ; 0 < t < t_{ON} \quad (2.11)$$

Y:

$$\hat{I}_\mu = \widehat{I}_{sw} = I_\mu(0) + \frac{V_d}{L_\mu} t_{ON} \quad (2.12)$$

Durante el intervalo de no conducción, la corriente en el transistor pasa a ser cero, y la tensión en el primario del transformador es $v_1 = -(N_1/N_2)V_0$. Así, i_μ y la corriente en el diodo, i_D pueden ser expresadas durante el periodo t_{OFF} como:

$$i_\mu(t) = \hat{I}_\mu - \frac{V_0 (N_1/N_2)}{L_\mu} (t - t_{ON}) ; t_{ON} < t < T_s \quad (2.13)$$

Y:

$$i_D(t) = \frac{N_1}{N_2} i_\mu(t) = \frac{N_1}{N_2} \left[\hat{I}_\mu - \frac{V_0 (N_1/N_2)}{L_\mu} (t - t_{ON}) \right] \quad (2.14)$$

Dado que la corriente media a través del diodo es igual a I_0 , de la ecuación (2.14):

$$\hat{I}_\mu = \widehat{I}_{sw} = \frac{N_2}{N_1} \frac{1}{1-D} I_0 + \frac{N_1 (1-D) T_s}{N_2 2 L_\mu} V_0 \quad (2.15)$$

La tensión a través del transistor en corte es:

$$v_{sw} = V_d + \frac{N_1}{N_2} V_0 = \frac{V_d}{1-D} \quad (2.16)$$

Esta es una magnitud importante a tener en cuenta, pues a la hora de realizar el diseño, dependiendo de las características y puntos de funcionamiento del convertidor, habrá de elegirse un transistor que soporte dicha tensión. En el siguiente capítulo, se abordará con mayor detalle el proceso de diseño de dicho convertidor.

3 DISEÑO DE UN CONVERTIDOR FLYBACK

3.1 Proceso previo al diseño

El primer paso a la hora de comenzar el diseño, será elegir el modo de operación: conducción continua o discontinua. Para ello, se pasará a explicar las particularidades de cada uno de ellos, para posteriormente elegir uno para el estudio los problemas EMI.

3.1.1 Modo de Operación

Recordemos que en el modo conducción continua, parte de la energía se queda almacenada en el transformador al final de un ciclo de trabajo completo, mientras que en el modo discontinuo toda la energía almacenada en el transformador se transfiere al secundario durante el periodo de no conducción del transistor. La figura 3.1 ilustra estos modos de operación.

En el modo conducción discontinua, cuando el MOSFET comienza a conducir, la corriente del primario empieza en cero y crece hasta un valor pico que puede ser hasta el doble del valor pico en comparación con el modo continuo para la misma aplicación. Al pasar a corte, se produce la transferencia al secundario y la corriente en el secundario decrece hasta cero, donde se mantiene hasta el siguiente ciclo de trabajo.

El transformador para el modo MCD requiere una menor inductancia que uno diseñado para MCC, mientras que el rizado de la corriente (ΔI_L) es mucho mayor. Este factor es crítico a la hora de realizar el diseño, pues físicamente, una inductancia más pequeña se traduce en una disminución de tamaño del transformador.

En el modo MCC, el valor de la inductancia necesario es mayor y el rizado de la corriente y del campo magnético es relativamente pequeño. Los siguientes límites son una buena solución de compromiso para un pico de la corriente en el primario aceptable, de forma que se obtenga una solución apropiada entre eficiencia y tamaño:

$$35\% \leq \frac{I_{pk\ min}}{I_{pk}} \leq 50\%$$

Ignorando las pérdidas mientras que el MOSFET está en ON, la corriente del primario se incrementa como:

$$m_{1P} = \frac{\Delta I_L}{D T_S} = \frac{V_i}{L} \quad (3.1)$$

Donde V_i es la tensión de entrada, L es la inductancia del primario, I_L es la corriente circulando por el primario, T_S el periodo de un ciclo de trabajo y m_{1P} es la pendiente con la que crece la corriente del primario (ver figura 3.1).

Bajo las mismas suposiciones, mientras que el MOSFET está en OFF y la corriente del transformador se transfiere al secundario, la corriente del secundario decrece como marca la expresión (3.2):

$$m_{2S} = \frac{\Delta I_{LS}}{(1 - D) T_S} = \frac{V_o}{L n_2^2} \quad (3.2)$$

Donde V_o es la tensión de salida, $n_2 = N_2/N_1$, I_{LS} es la corriente en el secundario y m_{2S} es la pendiente con la que decrece la intensidad en el secundario (ver figura 3.1).

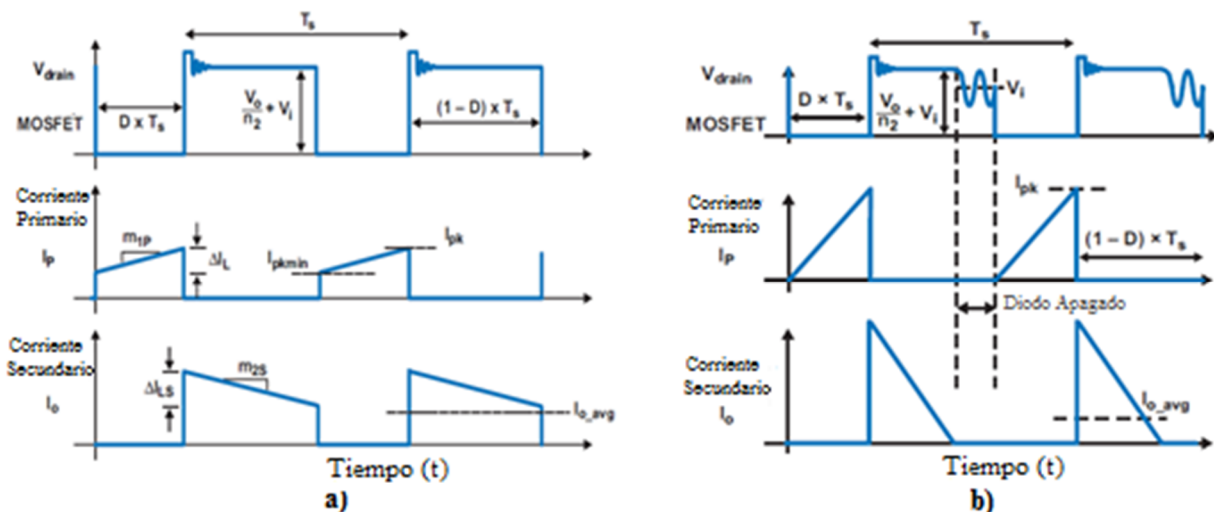


Figura 3.1 – Formas de onda de un Convertidor Flyback. a) Modo Conducción Continua. b) Modo Conducción Discontinua. El valor eficaz de la corriente es mayor en el caso del MCD, bajo las mismas condiciones de conversión de potencia.

El acoplamiento entre el primario y el secundario del transformador es imperfecto debido a la inductancia de dispersión entre ellos. Durante la conmutación, la energía almacenada en esta inductancia parásita no puede ser transferida directamente al secundario y, en consecuencia, debe ser absorbida. Esto generará picos de tensiones en el drenador del MOSFET, y si no se toman las precauciones de diseño pertinentes, éste puede llegar a destruirse por la estas sobretensiones.

Dada la naturaleza discontinua de las corrientes empleadas y con rizados, estas afectan directamente al rizado de la tensión de salida, la eficiencia, y las emisiones conducidas en modo diferencial, que serán estudiadas en el capítulo próximo.

Aunque las formas de onda de ambos modos tienen discontinuidad, generalmente resulta de una mayor eficiencia la operación en MCC. La causa es la mayor corriente rms en el MCD bajo las mismas condiciones de potencia, puesto que para una señal triangular, el valor eficaz se define como $I_{rms} = I_{max}/\sqrt{3}$, lo que significa mayor disipación en el MOSFET y las capacidades del primario y el secundario. Sin embargo, debido a que la inductancia requerida en el primario es menor para el modo MCD que para el diseño MCC, un transformador del mismo tamaño físico podría tener menos pérdidas por conducción que si fuera diseñado para MCC, incluso si la corriente rms es mayor. Aun así, las mayores limitaciones a la hora de diseñar el transformador vienen dadas más por la saturación del núcleo que por las pérdidas. Para la misma transferencia de potencia, al requerir el MCD mayor corriente, produce una mayor saturación del núcleo, por lo que, en general, resulta más óptimo un diseño enfocado al MCC.

3.1.2 Aspecto de Control

En este trabajo se realizarán las simulaciones utilizando un FLYBACK en bucle abierto, sin lazo de control, dado que el estudio del lazo de control sería demasiado extenso para abordarlo en este trabajo, y no aportaría nada relevante a los objetivos de este para el estudio de las EMI.

Aun no entrando en detalles, cabe destacar que se usan principalmente dos modos de control: por tensión (Voltage Mode Control – VMC) o por corriente (Current Mode Control – CMC). Esta última utiliza la corriente de magnetización para definir el duty cycle, mientras que VMC utiliza la tensión de salida.

De entre ambos modos de operación, el control resulta más estable en MCD. En el modo de operación MCC, un diseño que utilice VMC tiene un polo positivo en su función de transferencia (Right-Half-Plane Zero – el polo tiene un valor positivo en el plano S, lo que hace al sistema inestable, pues un sistema sólo es estable cuando todos sus polos están en el lado izquierdo del plano). En consecuencia, resulta más difícil de compensar que CMC. El lector interesado puede encontrar información más detallada a este respecto en [14].

Otra diferencia entre ambos modos de conducción es que la respuesta ante un cambio de las condiciones de entrada o de carga del convertidor es más rápida en un convertidor diseñado en MCD, pues en este modo de operación, la energía de la bobina queda descargada al final de cada ciclo, lo que provoca que en el momento que cambien las condiciones, al inicio del siguiente ciclo la energía de la bobina se adaptará al nuevo estado. En el caso de MCC esta adaptación es más lenta pues al final de un ciclo la bobina queda con energía almacenada, y toma varios ciclos de trabajo hasta que se alcanza el nuevo funcionamiento estacionario.

3.1.3 Resumen

En la siguiente tabla, se resumirán las principales características de ambos modos:

<i>Modo de Operación</i>	Ventajas	Desventajas
<i>MCC</i>	<ul style="list-style-type: none"> • Menor rizado y corriente rms. • Menores pérdidas por conducción en el MOSFET. • Bajas pérdidas del núcleo del transformador. • Menor disipación de los condensadores. • Filtros empleados más pequeños. 	<ul style="list-style-type: none"> • Pérdidas en el diodo por corriente de recuperación inversa. • Mayor tensión en el diodo del secundario. • Baja eficiencia para cargas bajas. • Rampa de compensación para el control a altos valores de D. • RHPZ. • Toma varios ciclos de adaptación ante un cambio de condiciones de trabajo
<i>MCD</i>	<ul style="list-style-type: none"> • No hay pérdidas por recuperación inversa del diodo. • No requiere rampa de compensación para CMC. • No RHPZ. • Adaptación más rápida ante cambios • Valores de inductancia más bajo que implican menor tamaño del transformador. 	<ul style="list-style-type: none"> • Mayor rizado y pico de corriente. • Mayores pérdidas por conducción en el MOSFET. • Mayores pérdidas por saturación del núcleo. • Mayores tensiones en el MOSFET • Filtros más grandes.

Tabla 3.1 – Características principales del convertidor Flyback en sus dos modos de conducción.

3.2 Relaciones de diseño

Así pues, para realizar el diseño es necesario seleccionar uno de los modos de conducción, pues como se ha analizado anteriormente, estos presentan características de funcionamiento diferentes, y por tanto, requieren de un proceso de diseño distinto.

Analizando el objetivo del trabajo, que es el análisis de emisiones conducidas, dado que estos efectos y sus soluciones son comunes, y que se realizará el diseño en bucle abierto, se seleccionará el Modo Conducción Continua por ser un diseño con unas relaciones más sencillas al no tener que considerar el tiempo durante el cual el núcleo queda descargado en las ecuaciones que se usarán para el diseño. Además, esto permitirá también el estudio de los efectos de corriente de recuperación inversa del diodo de salida.

Para el diseño del convertidor Flyback, se usará el procedimiento descrito en [4].

3.2.1 Establecer la Relación de Transformación

La primera decisión será establecer la relación de transformación para determinar la máxima tensión V_{ms} en el transistor en OFF en ausencia de picos generados por la inductancia de dispersión de la siguiente forma:

Ignorando el efecto de la inductancia de dispersión, la máxima tensión en el transistor para una máxima tensión de entrada V_{dc} , en caso de que el convertidor se quiera diseñar para un rango de entradas, y asumiendo IV de caída en el diodo, será:

$$V_{ms} = V_{dc} + \frac{N_p}{N_s}(V_o + 1) \quad (3.3)$$

Donde V_{ms} se elige suficientemente bajo para que un pico de $0.3V_{dc}$ sobre ese valor de V_{ms} todavía deje un margen de seguridad por debajo de la máxima tensión soportada por el transistor.

3.2.2 Relación entre tensión de salida y periodo de conducción t_{ON}

Cuando el transistor está encendido, la tensión a través del primario es aproximadamente $V_{dc} - 1$, considerando la caída en el transistor. Cuando pasa a OFF, la corriente de magnetización invierte la polaridad de todas las tensiones para mantenerse constante. Así, la tensión en el secundario es $V_o + 1$, tomando como caída de tensión en el diodo $V_{diodo} \approx 1V$. Esto se ve reflejado en el primario como una tensión $(N_p/N_s)(V_o + 1)$. Toda la corriente que flúa por el primario se transfiere al secundario, siendo la magnitud inicial igual a corriente primaria al final del periodo ON aplicando la relación de transformación N_p/N_s , y va decreciendo a lo largo del intervalo t_{OFF} .

En estado estacionario, el producto voltios por segundos a través del transformador debe ser el mismo en el periodo ON y en OFF, luego:

$$(V_{dc} - 1)t_{ON} = (V_o + 1)\frac{N_p}{N_s}t_{OFF}; \rightarrow V_o = \left[(V_{dc} - 1)\frac{N_s}{N_p} \frac{t_{ON}}{t_{OFF}}\right] - 1 \quad (3.4)$$

Y dado que $t_{ON} + t_{OFF} = T_s$;

$$V_o = \left[\frac{(V_{dc} - 1)(N_s/N_p)(t_{ON}/T_s)}{1 - (t_{ON}/T_s)}\right] - 1 = \left[\frac{(V_{dc} - 1)(N_s/N_p)}{\left(\frac{T_s}{t_{ON}}\right) - 1}\right] - 1 \quad (3.5)$$

3.2.3 Corrientes de entrada y salida; relaciones de potencia

En la figura 3.2, la potencia de salida es igual a la tensión de salida multiplicada por la media de la corriente de pulsos en el secundario, para una tensión de salida aproximadamente constante. Para I_{csr} igual a la corriente en el centro de la rampa en la corriente del secundario

$$P_o = V_o I_{csr} \frac{t_{OFF}}{T_s} = V_o I_{csr} \left(1 - \frac{t_{ON}}{T_s}\right) \rightarrow I_{csr} = \frac{P_o}{V_o(1 - t_{ON}/T_s)} \quad (3.6)$$

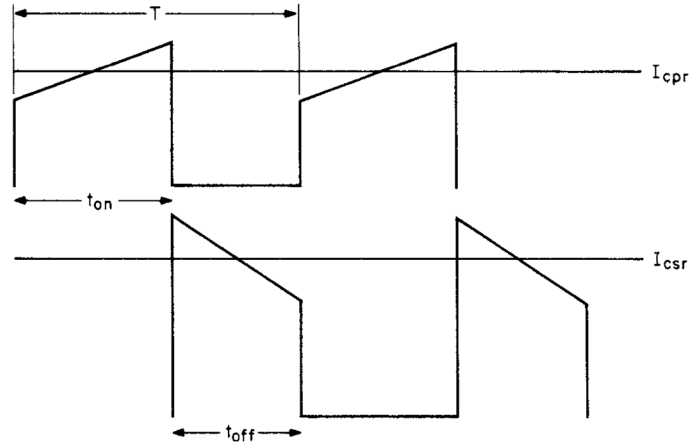


Figura 3.2 – Formas de onda de la intensidad en el primario (arriba) y en el secundario (abajo), junto con las intensidades en el centro de la rampa I_{cpr} (primario) e I_{csr} (secundario)

En la ecuación (3.6), t_{ON}/T_S viene dado por (3.5), para valores específicos de V_O y V_{dc} , y el valor de N_P/N_S viene dado por (3.3), que se elige para un valor aceptablemente bajo de la máxima tensión OFF del transistor para una máxima entrada DC.

Asumiendo una eficiencia típica del 80%, $P_O = 0.8 P_{in}$, e I_{cpr} igual a la corriente en el centro de la rampa de la corriente pulsada del primario:

$$P_{in} = 1.25 P_O = V_{dc} I_{cpr} \frac{t_{ON}}{T_S}$$

o

$$I_{cpr} = \frac{1.25 P_O}{V_{dc}(t_{ON}/T_S)} \quad (3.7)$$

3.2.4 Amplitudes de rampas para mínima entrada V_{DC}

El umbral del modo conducción continua ocurre cuando la corriente en el centro de la rampa del primario I_{CPR} excede la mitad de la amplitud dI_p . Ese valor de $I_{cpr}(I_{cpr})$ es entonces el valor mínimo en el cual el circuito se mantiene en modo continuo. De la ecuación (3.7), I_{cpr} es proporcional a la potencia de salida y, por tanto, a la mínima potencia $\underline{P_O}$ correspondiente a $\underline{I_{cpr}}$:

$$I_{cpr} = \frac{dI_p}{2} = \frac{1.25 \underline{P_O}}{\underline{V_{dc}}(t_{ON}/T_S)} \quad (3.8)$$

o

$$dI_p = \frac{2.5 \overline{P_O}}{V_{dc}(t_{ON}/T_S)} \quad (3.9)$$

En la ecuación (3.9), t_{ON} se escoge de la ecuación (3.5) correspondiente a un valor mínimo de $V_{dc}(\underline{V_{dc}})$. La pendiente de la rampa dI_p viene dada por $dI_p = (\underline{V_{dc}} - 1) t_{ON}/L_P$, donde L_P es la inductancia de magnetización del primario. Luego:

$$L_P = \frac{(\underline{V_{dc}} - 1) t_{ON}}{dI_p} = \frac{(\underline{V_{dc}} - 1) \underline{V_{dc}} (t_{ON})^2}{2.5 P_O T_S} \quad (3.10)$$

Aquí de nuevo P_O es el mínimo valor de la potencia de salida especificada y t_{ON} es el máximo tiempo calculado en la ecuación (3.5) a la mínima tensión de entrada DC especificada.

La inductancia del secundario, se calcula fácilmente a través de la relación de transformación:

$$L_S = \frac{L_P}{n^2} ; \text{ donde } n = \frac{N_P}{N_S} \quad (3.11)$$

3.2.5 Resistencia de Carga y Capacidad de Salida

La carga determinará los requerimientos de potencia del convertidor, pudiendo ser determinada como:

$$R_L = \frac{V_O^2}{P_O} = \frac{V_O}{I_O} \quad (3.12)$$

La capacidad de salida se elige basándose en valores específicos del rizado de la tensión de salida; para una máxima corriente de salida, la caída de potencial debida al rizado será:

$$\Delta V_O = \frac{I_O(T_S - t_{OFF})}{C_O}$$

Fijando un valor de rizado, y despejando de la ecuación anterior el valor de la capacidad:

$$C_O = \frac{I(T_S - t_{OFF})}{\Delta V} \quad (3.13)$$

3.3 Parámetros del modelo para simulación

3.3.1 Características y componentes

Para la realización del diseño del convertidor, se usará como referencia el circuito utilizado en [5], eliminando la etapa de rectificación, de forma que el convertidor a diseñar tendrá directamente la entrada en corriente continua.

La siguiente tabla resume las características deseadas para la operación del convertidor:

<i>Características de diseño</i>	
<i>Tensión de Entrada DC (V_{in})</i>	17 VDC
<i>Intensidad de Entrada DC (I_{in})</i>	2 A
<i>Tensión de Salida DC (V_O)</i>	24 VDC
<i>Intensidad de Salida DC (I_O)</i>	1 A
<i>Frecuencia de Operación</i>	35 KHz
<i>Duty Cycle</i>	~ 43%

Tabla 3.2 – Características de diseño extraídas del convertidor original propuesto en [5].

Con estos datos, se ha implementado un código haciendo uso de MATLAB, que se incluye en el Anexo I, implementando las relaciones de diseño. Para esta implementación, la primera relación exige la elección de un transistor; recordando la ecuación (2.16), la tensión que debería soportar como mínimo entre drenador y fuente sería $v_{sw} = 17 \text{ V} / (1 - 0.43) = 29.82 \text{ V} \approx 30 \text{ V}$, se ha optado por seleccionar para el proceso de diseño un transistor de conmutación rápida, concretamente el modelo IRF520N, cuya hoja de características se adjunta en el Anexo II, y que soporta una tensión entre drenador y fuente $V_{DS}=100 \text{ V}$, aunque en el modelo de SPICE se usará un transistor ideal, pues los modelos reales de transistores contienen una serie de efectos de ruido que impiden realizar con claridad y de forma didáctica los experimentos sobre emisiones conducidas que se pretenden en este trabajo. Además, se ha fijado un valor máximo de rizado a la salida de 0.5 V , dato necesario para el cálculo de la capacidad de salida.

De este modo, realizando el diseño para la frecuencia de 35 KHz, se obtienen los siguientes resultados de forma teórica:

Magnitudes de los componentes del convertidor

<i>Relación de Transformación (N_S/N_P)</i>	1.916 (1:0.52)
<i>Duty Cycle (D)</i>	45.81%
<i>Inductancia de Magnetización del Primario (L_P)</i>	33.98 μH
<i>Inductancia del Secundario (L_S)</i>	124.73 μH
<i>Capacidad de Salida (C_O)</i>	26 μF

Tabla 3.3 – Valores de los diferentes elementos que componen el convertidor Flyback, obtenidos mediante la resolución de las ecuaciones de diseño para las condiciones de operación propuestas.

En la figura 3.3 se muestra el diseño preliminar del convertidor, en el que se han incluido las resistencias equivalentes en serie de los condensadores (ESR), también se ha conservado el condensador del modelo original posterior a la etapa de rectificación, pues más adelante comprobaremos que este condensador cumple una función secundaria de filtrado.

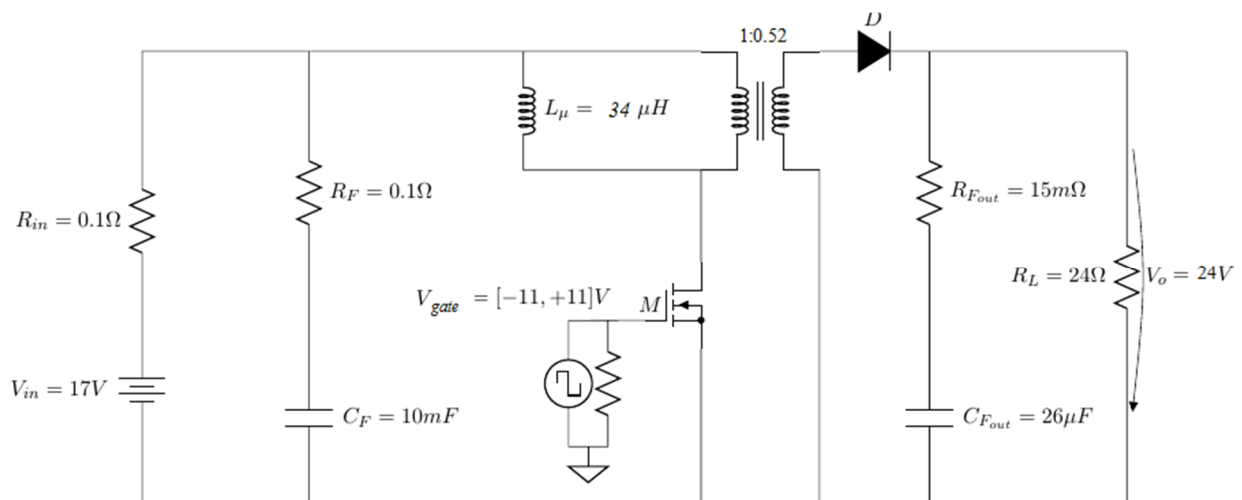


Figura 3.3 – Diagrama esquemático del Convertidor Flyback que se utilizará para realizar las simulaciones.

3.3.2 Comprobación del funcionamiento del modelo

El entorno de simulación Spice que se utilizará para realizar las simulaciones en este trabajo ha sido Multisim en su versión v13, de National Instruments. Este programa es descargable en su versión para estudiantes desde la propia página web de National Instruments.

A continuación, se comprobará el funcionamiento del convertidor en las condiciones de diseño.

3.3.2.1 Tensiones de entrada y salida

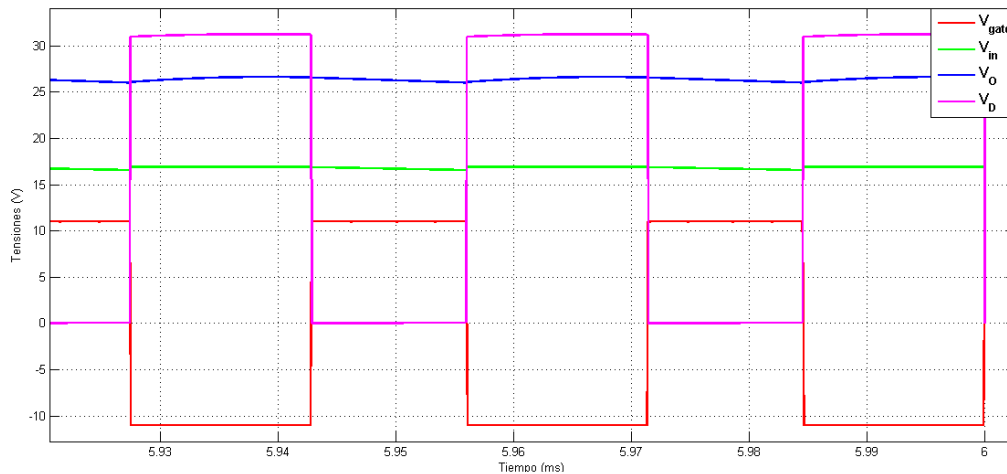


Figura 3.4 – Forma de onda de las tensiones: Tensión de control de la puerta del transistor (rojo), tensión de alimentación (verde), tensión en el drenador (rosa) y tensión de salida (azul)

Como se observa en la figura 3.4, con los datos introducidos, la tensión de salida para la entrada de 17 V es algo superior a los 24 V de diseño, esto es debido a que en el proceso de diseño se supuso un rendimiento relacionado con pérdidas de potencia que, debido a que en el modelo se usan componentes ideales, no existen, obteniendo una salida superior asociada a ese sobredimensionamiento de los componentes. Esto es fácilmente ajustable modificando el ciclo de trabajo para obtener los 24 V deseados. También se obtiene el valor de tensión entre drenador y fuente V_D esperado, el utilizado al comienzo del diseño, 30 V.

Así, en la figura 3.5, ajustando el Duty Cycle en 43.5%, frente al 45.81% obtenido anteriormente, se obtiene la tensión de salida deseada

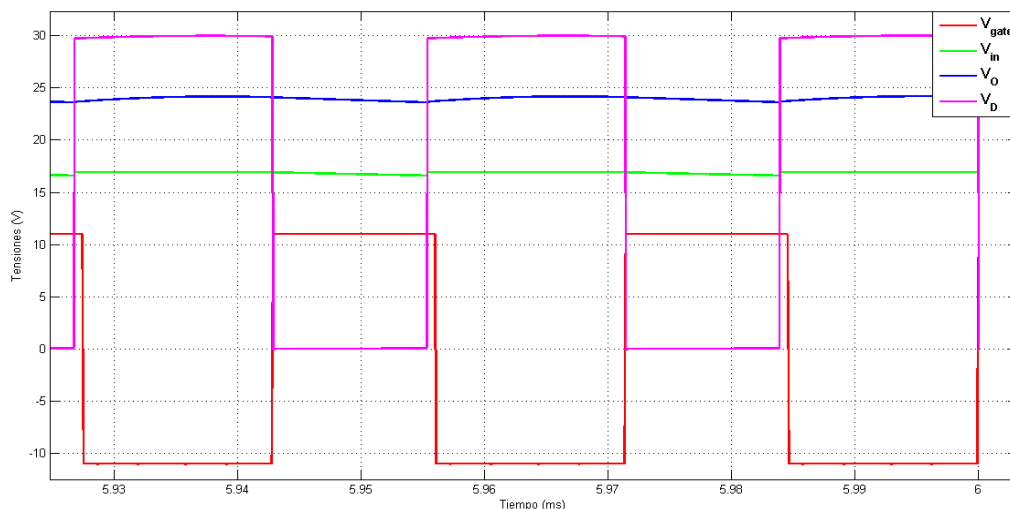


Figura 3.5 - Forma de onda de las tensiones tras ajustar el ciclo de trabajo: Tensión de control de la puerta del transistor (rojo), tensión de alimentación (verde), tensión en el drenador (rosa) y tensión de salida (azul)

3.3.2.2 Formas de ondas de corrientes

En la figura 3.6 se presentan las formas de onda de las intensidades. La corriente en el núcleo crece durante el periodo de conducción, y decrece durante el periodo de no conducción realizándose la descarga de la energía a través del diodo, cuya corriente que va decreciendo al igual que disminuye la energía del núcleo. Además, estas formas de onda confirman que el modelo está funcionando en modo conducción continua, ya que la corriente por el núcleo parte de un valor no nulo, y la corriente por el diodo no llega a anularse antes del final del periodo.

La corriente de salida en la carga, I_o , es de 1 A , como se solicitaba en las condiciones de diseño, y la corriente media en el primario, I_1 , cercana a los 2 A del diseño.

Así pues, queda comprobado que el funcionamiento del diseño es correcto, cumpliendo las especificaciones requeridas. En el siguiente capítulo, partiendo de este diseño, se procederá a realizar un análisis de las emisiones conducidas.

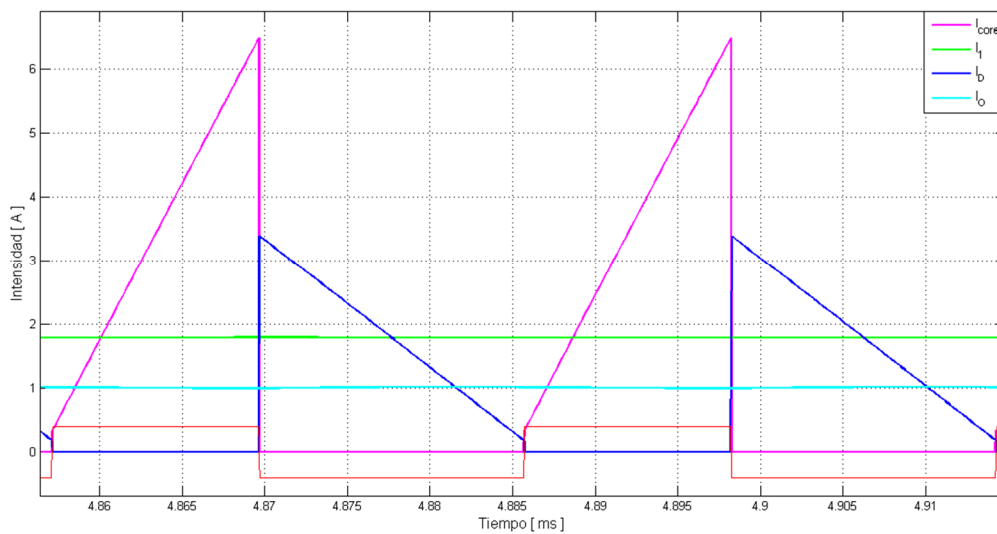


Figura 3.6 – Formas de onda de corriente: Intensidad en el primario (rosa), intensidad media de entrada (verde), intensidad en el secundario a través del diodo (azul) e intensidad de salida (celeste).

4 ORIGEN DE EMISIONES CONDUcidas

Teniendo un modelo que funciona correctamente, en este capítulo se realizará un estudio de los diferentes casos que pueden producir el incremento de las emisiones conducidas. Para poder analizar el impacto de las diferentes configuraciones sobre las emisiones conducidas, se analizará por separado cada caso.

En todos los resultados que se obtengan, se realizará una comparativa entre las magnitudes obtenidas y los límites que marcan las normativas. En este sentido, las normativas que se usarán en este trabajo serán la normativa militar MIL-STD-461F, y la civil española UNE-EN-55022 para dispositivos de uso doméstico Clase B, medida siempre en decibelios microvoltios ($dB\mu V = dBV + 120$). Estos límites están representados en la figura 4.1.

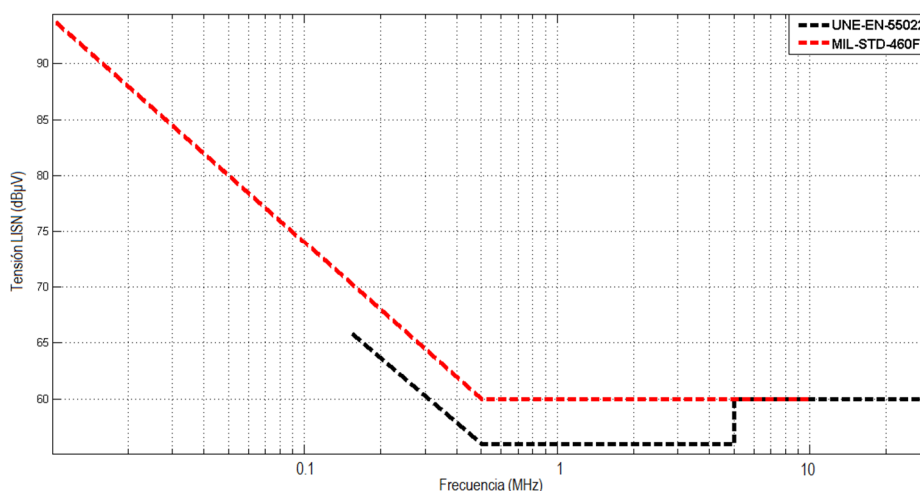


Figura 4.1 – Límites de emisiones en $dB\mu V$ para el rango de frecuencias de cada normativa. En rojo, MIL-STD-460F (10 kHz – 10 MHz). En negro, UNE-EN-55022 (150 kHz – 30 MHz).

Con el objetivo de realizar todas las mediciones bajo el mismo criterio, existe un dispositivo que permite medir en unas condiciones estándar. Este dispositivo es el LISN.

4.1 Line Impedance Stabilization Network (LISN)

Durante un test de comprobación de emisiones conducidas, el estabilizador de impedancias (LISN) se coloca entre el producto y la línea suministradora de potencia, de manera que presente una impedancia conocida a la hora de medir en un rango de frecuencia entre 150 kHz y 30 MHz. Un LISN se inserta en el vivo de la línea de potencia, y otro en el neutro. La figura 4.2 esquematiza los componentes del LISN.

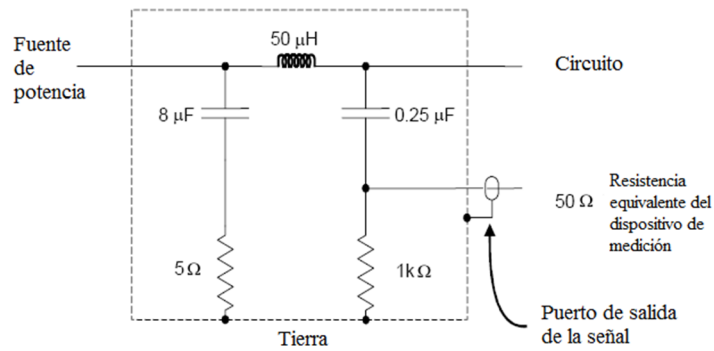


Figura 4.2 – Esquema eléctrico del LISN.

La capacidad de 8 μF en combinación con el inductor de 50 μH en el lado de la alimentación, actúan como un filtro paso de baja que solo deja pasar la alimentación, de forma que filtra el posible ruido presente en la línea de alimentación para que no influya en el test. Desde el lado del equipo, para las señales de ruido de alta frecuencia, el inductor vuelve a bloquear el paso de forma que la señal de ruido se deriva a través de la capacidad de 0.25 μF y baja hasta el puerto de medida, que presenta una impedancia estándar de 50 Ω . La función de las resistencias es ofrecer un camino de descarga para los condensadores cuando no hay ningún dispositivo de medida conectado al LISN. Al conectar el dispositivo de medida, el analizador de espectros, la señal ve la impedancia del puerto de medida: 50 Ω frente a 1 k Ω en paralelo, que desemboca en un resultado de 48 Ω constante en un rango entre los 150 kHz y los 30 MHz, como se observa en la figura 4.3. Sólo por debajo de los 500 KHz la impedancia cae de forma significativa por debajo de este valor.

Como resultado, el LISN es una buena opción para realizar medidas de emisiones conducidas de forma estandarizada. Como la impedancia del LISN es cercana a 50 Ω en un rango entre los 500 kHz y 30 MHz, como se muestra en la figura 4.3, el LISN se modela normalmente como una resistencia de 50 Ω .

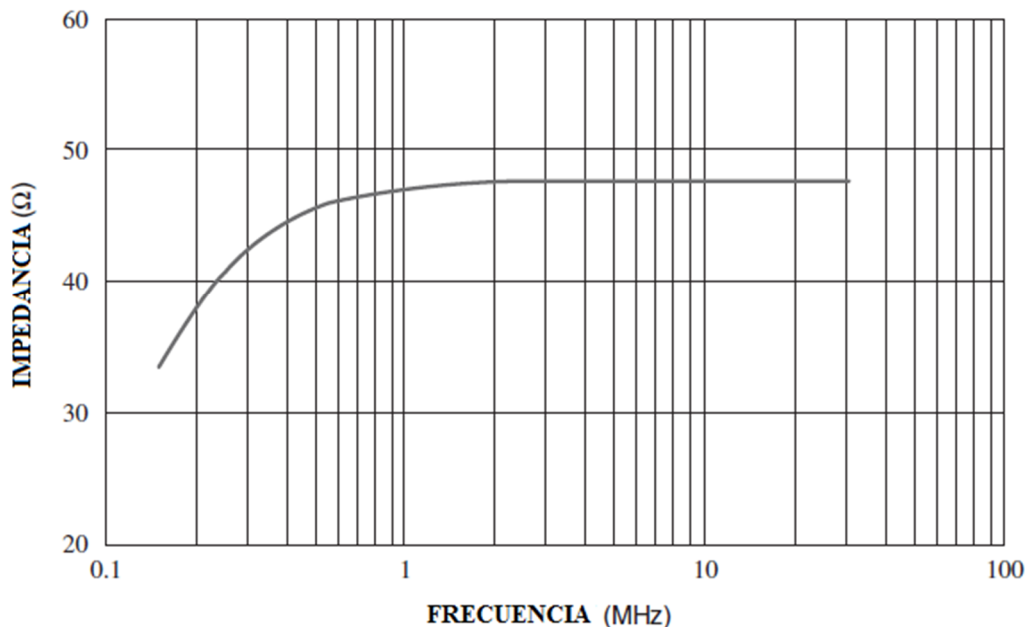


Figura 4.3 – Resistencia vista en los bornes de la conexión al analizador de espectros con el LISN en función de la frecuencia.

Así pues, el convertidor a estudiar quedaría, añadiendo el dispositivo LISN en la entrada de la alimentación, como se muestra en la figura 4.4:

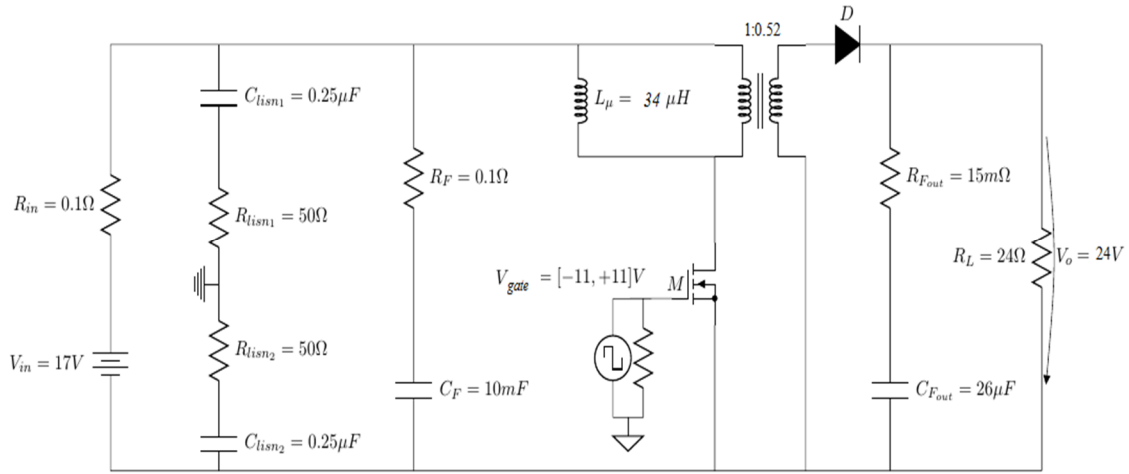


Figura 4.4 – Diagrama esquemático final del Convertidor Flyback que se utilizará para realizar la simulación.

Este es el circuito sobre el que se realizarán en adelante las mediciones en los diferentes casos de emisiones.

4.2 Emisiones Conducidas en distintas configuraciones

En un dispositivo real, las señales de ruido son caóticas y no es posible distinguir su origen. A menudo, la forma de solucionar los problemas de EMC cuando no se han tenido en cuenta desde su diseño es mediante ensayo y error, teniendo gran valor la experiencia previa con problemas similares a la hora de llegar al origen o a una solución.

En este caso, al estar usando un entorno de simulación por ordenador, es posible estudiar el origen de las emisiones paso a paso, de una forma más didáctica, manipulando las diferentes variables para ver en qué grado afectan estas a las mediciones. De este modo, se irán planteando diferentes configuraciones, en la que se modificarán algunos parámetros del circuito y añadiendo efectos parásitos. Además, se analizará tanto el ruido en modo diferencial del funcionamiento normal del circuito como el de modo común generado por efectos parásitos, para comprobar qué variables afectan a uno u a otro. Los voltajes de ruido en modo diferencial y en modo común pueden determinarse en función de los voltajes medidos en las resistencias de los dos LISNs utilizando las siguientes definiciones:

$$V_{MD} = \frac{V_{RLISN1} - V_{RLISN2}}{2} \quad (4.1) ; V_{MC} = \frac{V_{RLISN1} + V_{RLISN2}}{2} \quad (4.2)$$

El punto de partida será desde las condiciones de diseño, con una frecuencia de conmutación de 35 kHz y sin efectos parásitos. Este resultado servirá como referencia a la hora de estudiar los diferentes casos introduciendo efectos que alterarán este comportamiento del circuito. El espectro del ruido medido en el LISN se muestra en la figura 4.5. En esta gráfica, se ha medido el ruido en modo diferencial y en modo común generado en el funcionamiento normal del circuito. Como se observa, el ruido diferencial intrínseco al sistema está a unos niveles elevados, superando ambas normativas; mientras que como era de esperar, el ruido en modo común resultaría imperceptible, dado que no se ha introducido ningún efecto parásito que contribuya a su generación.

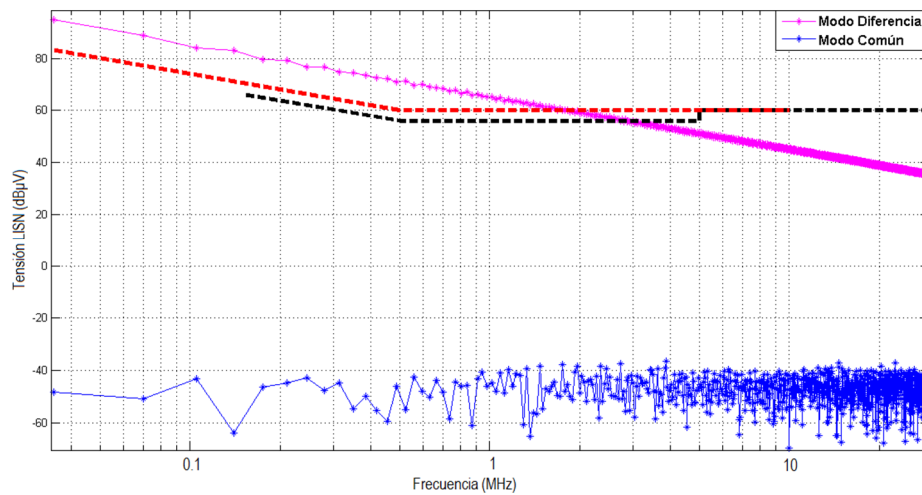


Figura 4.5 – Medidas de ruido en Modo Diferencial y Modo Común sin la inclusión de no idealidades.

4.2.1 Caso 1: Transformador no ideal

Hasta ahora, se ha supuesto un transformador ideal, con un acoplamiento total entre el primario y el secundario. En la realidad, aunque estos transformadores de alta frecuencia están pensados para obtener un gran rendimiento, el acoplamiento no es perfecto, provocando la aparición de una inductancia de dispersión. Otra causa de no idealidad de los transformadores es la existencia de acoplo capacitivo (capacidad parásita) entre los bobinados primario y secundario. Ambos fenómenos están representados en la figura 4.6:

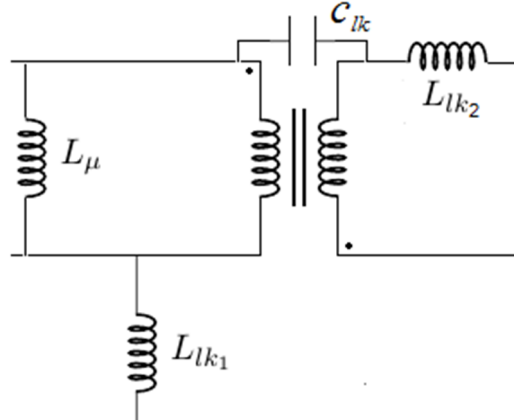


Figura 4.6 – Efectos parásitos en el transformador: Inductancias de dispersión en el primario y secundario (L_{lk1} y L_{lk2}) y capacidad del interbobinado (C_{lk})

Los diseños de alta frecuencia requieren mucho cuidado en las especificaciones del arrollamiento de las bobinas. Esto es porque las inductancias parásitas debidas a la falta de acoplamiento y la capacidad parásita entre el primario y el secundario dependen de la orientación física del bobinado y el espacio entre ambas partes del transformador. La capacidad y la inductancia parásita tienen una relación inversa: si se disminuye la inductancia, aumenta la capacidad, y viceversa; esto se ve físicamente si pensamos que para disminuir la inductancia hay que mejorar el flujo entre el primario y el secundario acercándolos, pero si se realiza esto, al estar más pegados aumentaría el efecto capacitivo; de forma semejante ocurriría si buscásemos el efecto inverso.

4.2.1.1 Inductancia de dispersión

Los efectos de la inductancia parásita se muestran en la figura 4.7, donde se muestran la tensión entre drenador y fuente para el acoplamiento ideal y el imperfecto, y la tensión a través de la bobina para los mismos casos. Los picos de tensión en generados en el drenador del transistor, son causados por la energía almacenada en la inductancia que no tiene un camino para descargarse en el momento que el transistor pasa a corte. Los picos siempre aparecerán al principio del periodo de trabajo de la onda. También se puede observar el efecto de esta inductancia en la onda de corriente, pues aumenta ligeramente la pendiente de la corriente.

Conocido el coeficiente de acoplamiento del transformador, se puede deducir el valor de la inductancia de dispersión (L_{lk}) para las simulaciones a través de la siguiente expresión:

$$k = \sqrt{1 - \frac{L_{lk}}{L}} \rightarrow L_{lk} = L(1 - k^2) \quad (4.3)$$

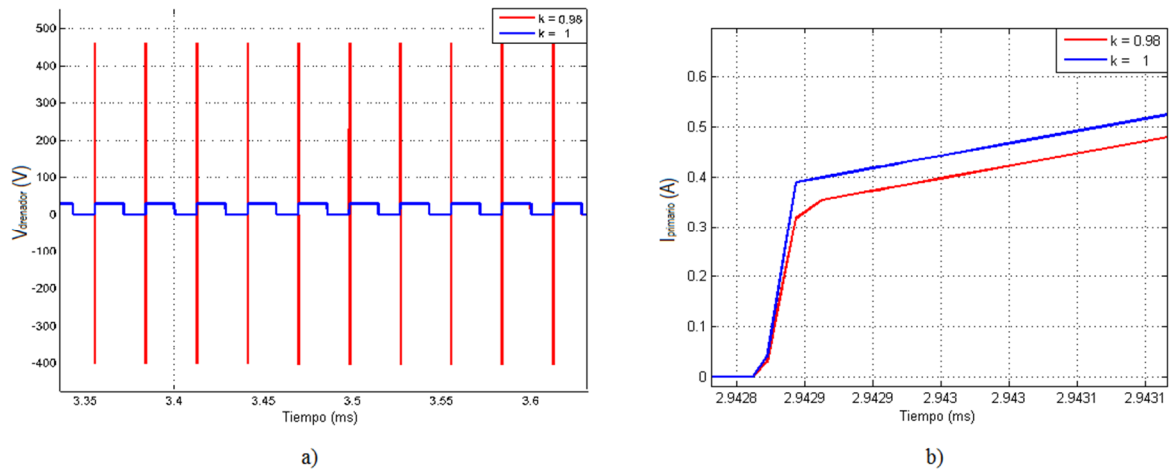


Figura 4.7 – Efecto de la inductancia de dispersión sobre las formas de onda. a) Tensión en el drenador: aparecen grandes picos de tensión. b) Intensidad en el primario: se suaviza la pendiente de subida de la intensidad.

Para el caso del circuito que empleamos, se tenía una inductancia en el primario de $34 \mu H$, suponiendo un coeficiente de acoplamiento de 0.98, se obtendría una inductancia de dispersión de $1.35 \mu H$ en el primario, y de aproximadamente $5 \mu H$ en el secundario.

4.2.1.2 Capacidad del interbobinado

La rápida conmutación genera picos de corriente en el devanado primario debido a la capacidad parásita en el transformador. Estos picos de corriente, que se muestran en la figura 4.8, siempre aparecen al inicio del ciclo de trabajo, en el proceso de carga de la bobina del primario. Esta capacidad parásita se carga y descarga en cada ciclo.

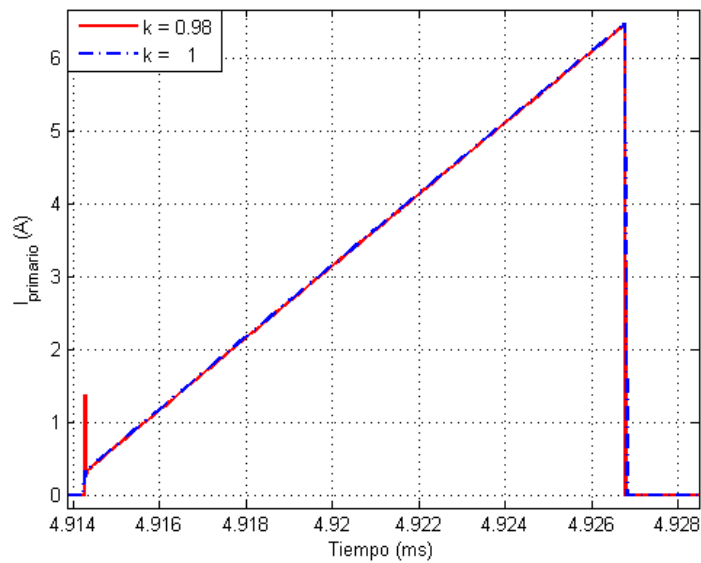


Figura 4.8 – Efecto de la capacidad de interbobinado: aparición de un pico de corriente al inicio del periodo de conducción.

4.2.1.3 Acción combinada de la inductancia de dispersión y la capacidad del interbobinado

A continuación, se realizará una simulación del funcionamiento del circuito teniendo en cuenta estos dos efectos parásitos, buscando un comportamiento más real del transformador.

Primero se comprobarán las formas de onda como en los casos anteriores por separado. Este resultado se puede observar en la figura 4.9.

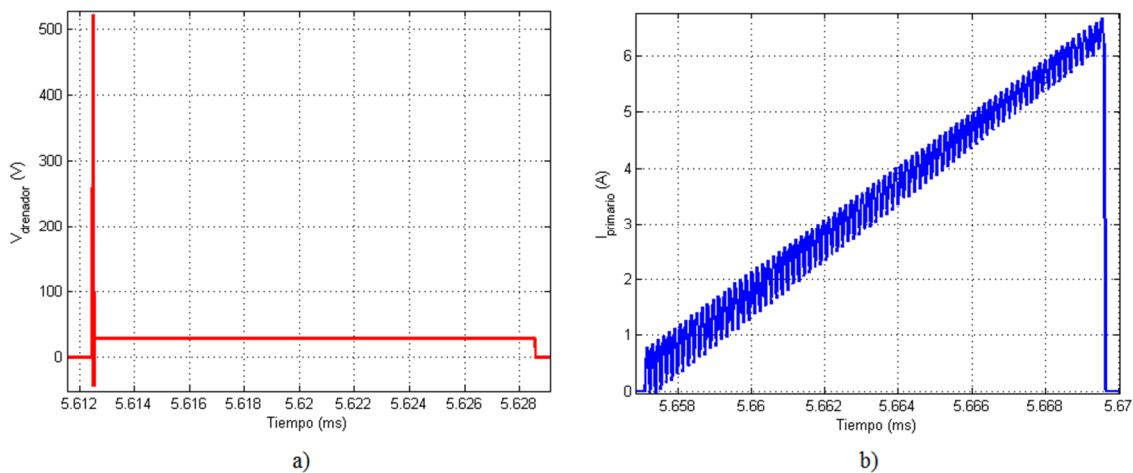


Figura 4.9 – a) Tensión en el drenador. Pico de tensión generado por la inductancia del primario. b) Intensidad en el primario. Oscilaciones de alta frecuencia debidas a resonancia entre inductancia de dispersión y capacidad del interbobinado.

El pico de tensión se genera por la inductancia parásita del primario, mientras que en el caso de la intensidad, el pico observado anteriormente se ha convertido en una oscilación de alta frecuencia. Observamos aquí el principal problema que originan estos efectos parásitos: la resonancia. Este efecto se puede comprobar si se realiza un análisis espectral, donde debería aparecer un pico de ruido en algún punto de las frecuencias altas.

Este hecho queda reflejado en la figura 4.10, donde se muestra el ruido en modo diferencial medido en el LISN (no se incluye el ruido en modo común porque es despreciable, ya que aún no se han introducido en el modelo los efectos parásitos que lo generan). Como los valores típicos de las capacidades parásitas están en el entorno de la decena – centena de picofaradios, se ha supuesto una capacidad parásita de 100 pF .

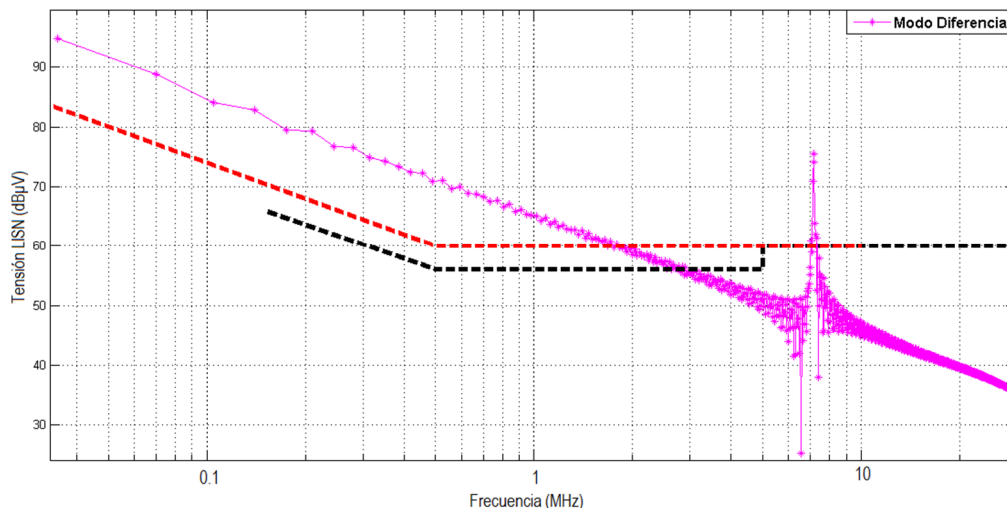


Figura 4.10 – Aparición de un pico de ruido debido a un armónico de gran amplitud, como consecuencia de un efecto de resonancia.

Aquí se ve como ha aparecido un armónico de ruido en modo diferencial a una frecuencia de aproximadamente 7 MHz, causante de ese rizado de la corriente. Ésta proviene de la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario y la capacidad parásita del transformador. Cuando deja de circular corriente por el secundario, la bobina, que ha almacenado energía, no tiene un camino de descarga, y lo hace a través del condensador parásito del transformador, afectando a la corriente del primario. Calculando la frecuencia de resonancia entre las inductancias de dispersión del secundario y la capacidad interbobinado:

$0 = 2\pi f_r L_{lk2} - \frac{1}{2\pi f_r C_{lk}} \rightarrow f_r \approx 7.1\text{ MHz}$, comprobando que lo obtenido en la simulación de forma experimental es correcto.

Hay que tener especial cuidado con estos picos generados por las resonancias, pues si no se tienen en cuenta, puede ocurrir que incluso realizando un filtrado se sigan superando los límites marcados por la normativa.

4.2.1.4 Conclusiones

En este apartado se han estudiado e introducido en nuestro modelo del transformador los principales parámetros que modelan un transformador real. Se ha comprobado que un transformador real puede incrementar las emisiones (ruido) en un convertidor de potencia debido a sus propias características físicas, que se modelan como efectos parásitos inductivos y capacitivos. En el capítulo quinto, se analizarán técnicas de diseño orientadas a minimizar estas emisiones.

4.2.2 Caso 2: Capacidad parásita entre el drenador del transistor y el dissipador de calor

Hasta el momento, para comprender el funcionamiento del circuito y el sistema de generación de emisiones sólo se han tenido en cuenta aspectos referentes a la electrónica, ya sea referente al comportamiento normal del sistema o a efectos parásitos al modelar dispositivos más realistas. Sin embargo, en el diseño de convertidores de potencia, la temperatura juega un papel clave.

El calor producido en un dispositivo electrónico no es fácilmente transferible al exterior de dicho dispositivo. En ocasiones, se pueden hasta producir daños en el componente y sus accesorios. Por este motivo, resulta indispensable desarrollar una forma de extracción del calor.

El paso de corriente eléctrica a través de un semiconductor, produce un aumento de la temperatura. Para mantener un nivel seguro, es necesario evacuar la energía en forma de calor que se genera en el chip. Para generar el flujo de calor entre dos puntos, debe haber una diferencia de temperatura, de modo que el calor se mueva desde el punto más caliente al más frío.

Un dissipador es un componente metálico, generalmente de aluminio, que se utiliza para que los dispositivos electrónicos no se calienten y se dañen. Los componentes metálicos transfieren con más facilidad el calor generado en el transistor debido a que tienen una superficie mejor conductora, y por convección, el calor se transfiere al aire que los rodea. Además, estos dispositivos permiten el acoplamiento con otros elementos metálicos que también absorben calor y también están en contacto con el aire, permitiendo una más óptima disipación del calor. Los hay de diferentes grados de sofisticación, y hasta algunos refrigerados haciendo uso del efecto Peltier (enfriamiento por celdas alimentadas por corriente), o por circulación de agua, aceite o diferentes fluidos.

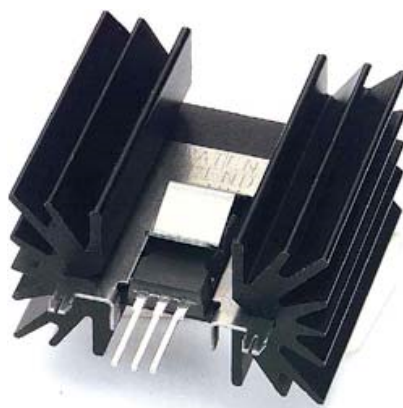


Figura 4.11 – Ejemplo de dissipador de calor para un transistor real; dispositivo de aletas para disipación por convección.

Con frecuencia, el cálculo de los dissipadores se realiza en base a efectos térmicos, ignorando las repercusiones de tipo electromagnético que puede tener montar un elemento metálico junto a un transistor de potencia. Cuando surgen problemas de compatibilidad electromagnética, su solución es más difícil al tener limitaciones en el montaje por no haber tenido en cuenta en el diseño el aspecto electromagnético.

En un convertidor de energía, un dissipador de calor metálico junto a un transistor de potencia en el que se producen grandes gradientes de tensión, crean un camino capacitivo que permite la aparición de corrientes al chasis que, en último término provocan la aparición de una componente de modo común en las emisiones conducidas del equipo.

Pese a que las capacidades parásitas no tengan valores muy altos (en el orden de los picofaradios) las corrientes de ruido generadas pueden tener valores elevados debido a los grandes valores de dV/dt de las conmutaciones (armónicos de alta frecuencia).

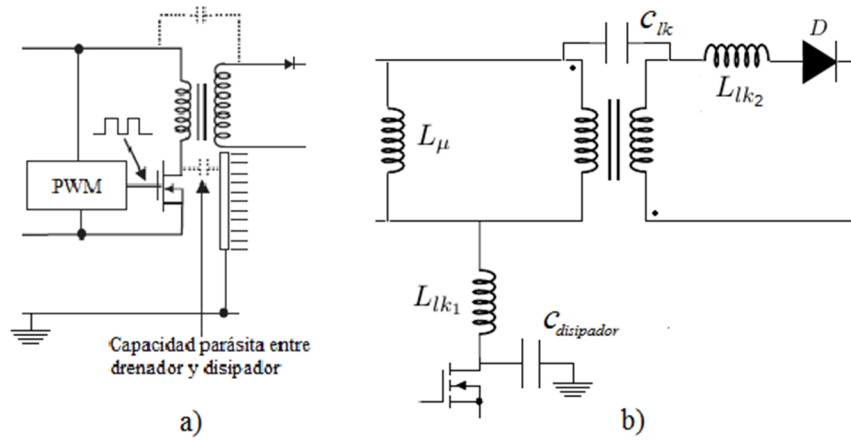


Figura 4.12 – a) Capacidad parásita entre drenador y disipador de calor de un circuito. b) Capacidad parásita entre drenador y disipador de calor en el modelo del convertidor utilizado en las simulaciones.

Así pues, explicado el origen de este fenómeno, se va a realizar un análisis del circuito para estudiar sus consecuencias. Para ello, se supondrá una capacidad parásita, dentro del orden de magnitud típico de éstas, $C_{disipador} = 50 \text{ pF}$.

4.2.2.1 Efecto de resonancia debido a la capacidad parásita

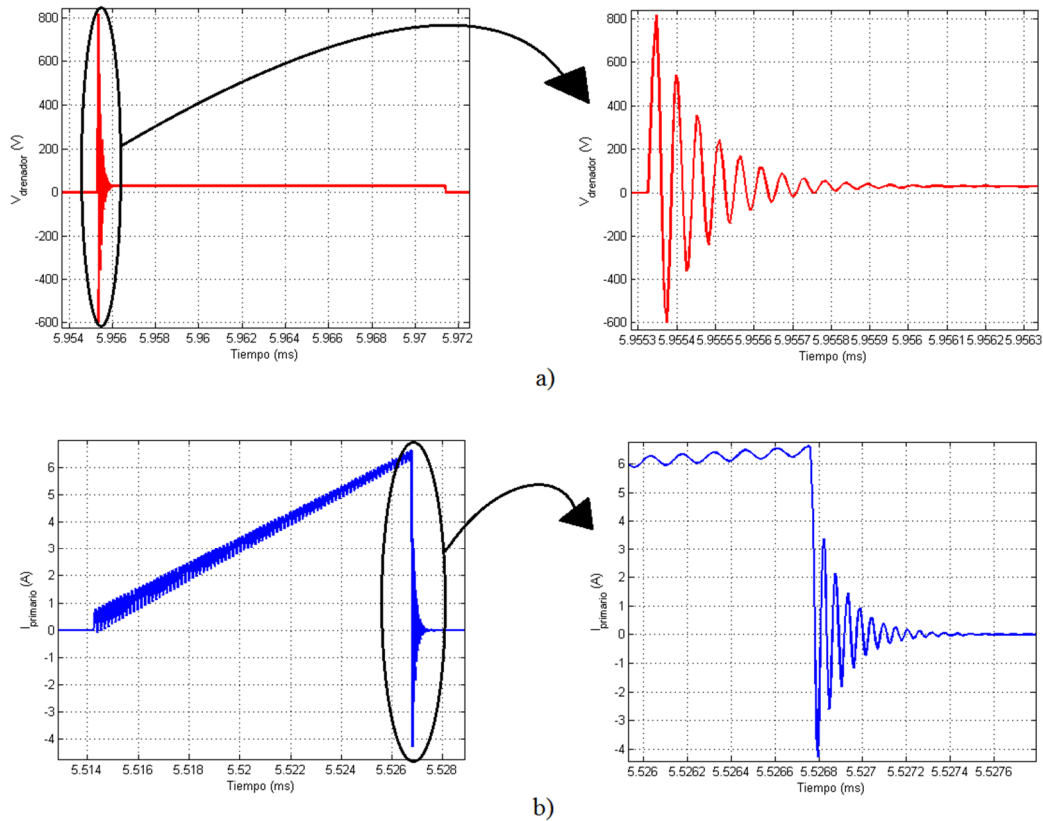


Figura 4.13 – a) Oscilaciones provocadas por la resonancia en la tensión entre drenador y fuente. b) Oscilaciones provocadas por la resonancia en la intensidad en el primario.

Como se observa en la figura 4.13, tanto en la gráfica relativa a la tensión entre drenador y fuente como en la de la intensidad en el primario del transformador, a los efectos de resonancia que aparecían en la previamente por la inclusión de los efectos parásitos del transformador, se suma nuevas oscilaciones de alta frecuencia, que provienen de la resonancia entre la inductancia parásita del transformador y la capacidad parásita entre el drenador y el disipador de calor.

Esto es de esperar, ya que si observamos nuevamente la figura 4.12, la capacidad parásita queda en serie con la inductancia parásita del transformador, provocando una resonancia, de la que es posible calcular su frecuencia de resonancia:

$$f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_{lk1}C_{disipador}}} \rightarrow f_r = \frac{1}{2\pi\sqrt{1.35 \times 10^{-6} \times 50 \times 10^{-12}}} \approx 19.4 \text{ MHz}$$

Efectivamente, al realizar el análisis espectral al ruido medido en el LISN, que se muestra en la figura 4.14, obtenemos un pico de ruido a esa frecuencia. En este caso, se puede observar que se trata de ruido en modo común, que ha aumentado notablemente en todo el rango de frecuencia debido al efecto amplificador de la resonancia, en relación a los valores obtenidos sin el efecto de la capacidad parásita; mientras que el ruido en modo diferencial no se ve afectado por este fenómeno.

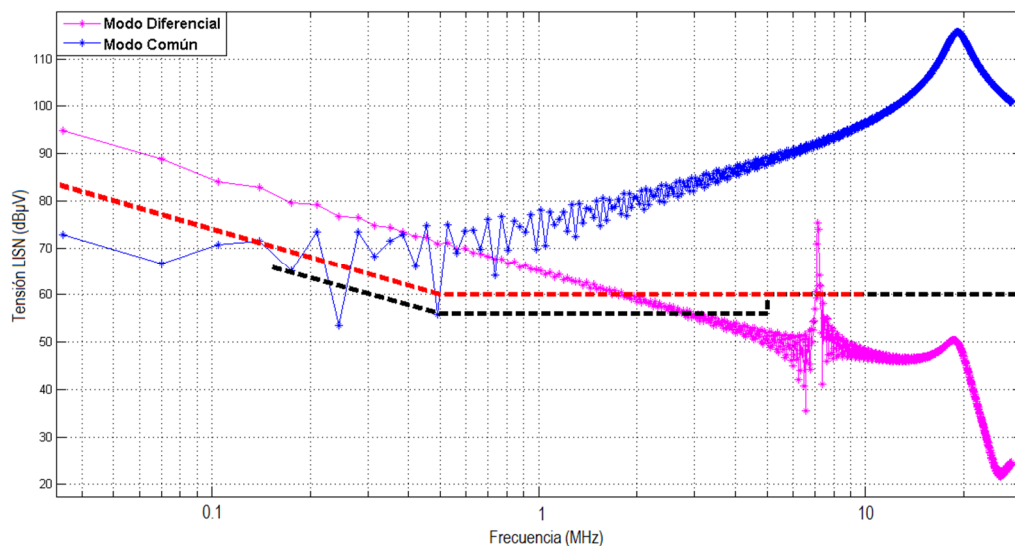


Figura 4.14 – Efecto de la resonancia entre la inductancia de dispersión del transformador y la capacidad parásita del disipador sobre el ruido en modo común.

4.2.2.2 Conclusiones

En este apartado se ha observado la importancia de tener en cuenta los efectos parásitos. En este caso, el ruido en modo común que hasta ahora no había sido apreciable, cobra su verdadera magnitud. Pese a los valores tan pequeños de estas capacidades parásitas, se ha incrementado el nivel de ruido en modo común unos 150 dB por encima de lo estimado al ignorar este efecto. Estos niveles de ruido son inadmisibles, por lo cual, en el siguiente capítulo, dedicado al control de las emisiones conducidas, se abordarán posibles soluciones a este problema.

4.2.3 Caso 3: Inductancia en serie equivalente (ESL) del condensador de entrada

Hasta este apartado, no se había tratado en detalle la función del condensador de entrada. En la mayoría de casos, aunque en este trabajo se esté utilizando un convertidor DC/DC, la alimentación suele ser una señal de alterna, que es rectificada a través de un rectificador de onda completa. Este condensador sirve para mantener una señal de corriente continua estable (figura 4.15), a través de su carga y descarga, además de actuar como filtro para la señal de alimentación.

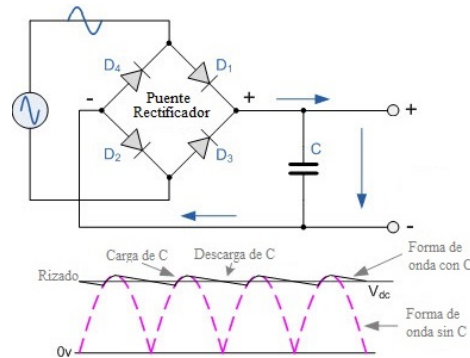


Figura 4.15 – Rectificador de onda completa con condensador para obtener una tensión continua. Forma de onda de tensión tras el puente de diodos y a la salida del rectificador.

Estos condensadores son condensadores de gran capacidad, típicamente entre la centena de microfaradios y los milifaradios, y altas tensiones, del entorno de los 250 voltios en adelante.

Pero este condensador tiene una segunda función, y es que no sólo filtra el ruido que proviene de la alimentación, sino que también actúa como un camino de baja impedancia para el ruido diferencial proveniente del circuito.

Para modelar correctamente el comportamiento real de este elemento capacitivo, hay que considerar los efectos parásitos de la resistencia en serie equivalente (ESR), inherente a todos los condensadores que, en el caso de los grandes condensadores electrolíticos, suelen estar en el entorno de los miliohmios; y el efecto de la inductancia en serie equivalente (ESL). Debido a la presencia de estos efectos, la impedancia que muestra a los armónicos de alta frecuencia el condensador del bus de continua aumenta con la frecuencia, en lugar de disminuir. En estas condiciones, no todos los armónicos del ruido diferencial se filtran a través del condensador, sino que se forma un divisor de corriente en los terminales de la capacidad, y parte del flujo se distribuye hacia la línea de alimentación y circula por el LISN. Este ruido es ruido diferencial. Éste ve la impedancia del LISN como dos resistencias de 50 Ω en serie.

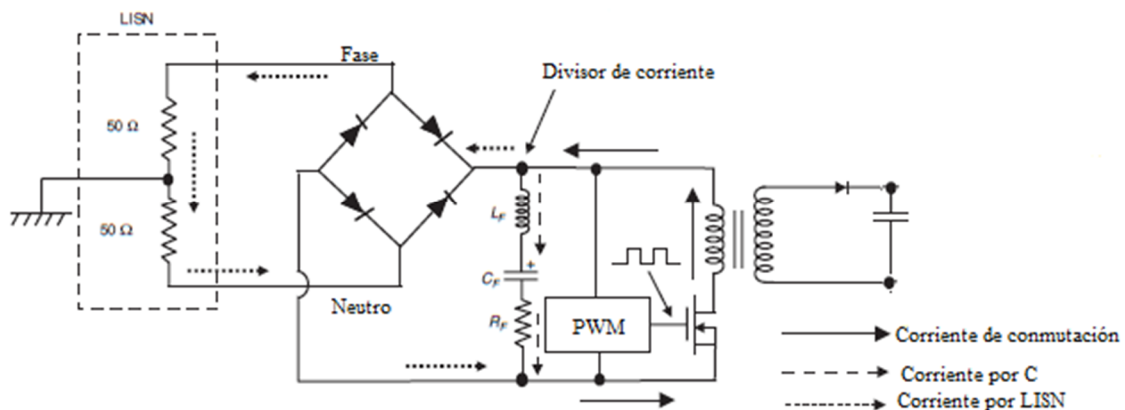


Figura 4.16 – Esquema de las corrientes de ruido diferencial en un convertidor.

La figura 4.17 muestra el espectro del ruido diferencial en el LISN para distintos valores de ESL en el condensador. La línea rosa muestra el espectro sin el efecto de la ESL, que se trata del mismo que en los test anteriores, y es la que tiene un valor más bajo de ruido.

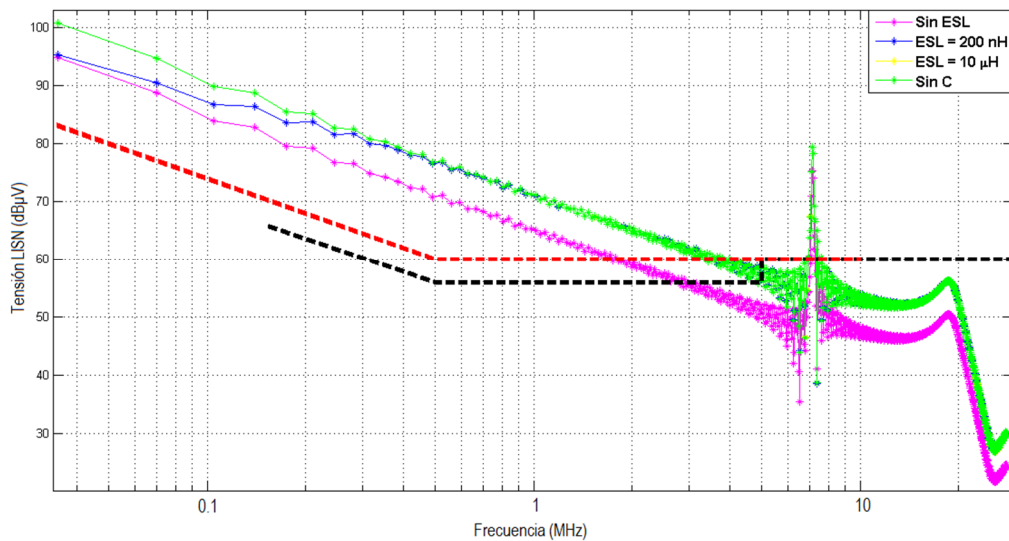


Figura 4.17 – Efecto del incremento de la ESL: la capacidad de filtrado del condensador disminuye, y aumenta el valor de las emisiones en modo diferencia detectadas en los LISNs.

Los valores de ESL típicos suelen oscilar entre los 10 y los 500 nH , así que en la línea azul se ha utilizado un valor intermedio de 200 nH . Aquí se observa un aumento del ruido respecto de la anterior, especialmente a altas frecuencias. Nótese que mientras para los primeros armónicos el efecto de esta ESL es pequeño (valores cercanos a la curva sin ESL), mientras que al aumentar la frecuencia el ruido aumenta rápidamente y alcanza valores similares a los correspondientes al caso sin condensador. Es decir, que la ESL anula el efecto de filtrado del condensador de entrada a frecuencias altas.

Por último, se ha supuesto un caso extremo, un valor de ESL de 10 μH , línea amarilla, que supone una impedancia tan grande que los resultados de ruido se superponen con la línea verde correspondiente a la medición de armónicos sin el filtrado del condensador; esta superposición de ambas supone que al ser el valor de ESL tan grande, el condensador no filtra nada a ninguna frecuencia. Además, vemos como a medida que aumenta la frecuencia el nivel de ruido alcanza el ruido medido sin condensador independientemente del valor concreto de la ESL.

4.2.3.1 Conclusiones

En este apartado hemos comprobado la importancia de tener en cuenta la existencia de la ESL parásita en el condensador. En nuestro convertidor este factor puede suponer una diferencia de hasta 10 dB en la medición de las emisiones en modo diferencial, lo que podría marcar la diferencia entre estar por encima de la normativa o no. Esto es importante, pues a la hora de diseñar filtros para la atenuación de emisiones, por cuestiones de tamaño hay que procurar ajustarlo lo máximo posible a que cumpla la normativa, y conviene tener presente todos los efectos posibles, más aun si éstos están presentes en el funcionamiento normal del dispositivo.

4.2.4 Caso 4: Efecto de la frecuencia de conmutación

En este experimento, estudiaremos como afecta la frecuencia de conmutación a las emisiones medidas por los LISNs.

4.2.4.1 Aumento de la frecuencia de conmutación

Para ello, analizaremos las emisiones del circuito cuando este opera a su frecuencia de diseño de 35 kHz y a cuatro veces esa frecuencia de diseño, es decir, 140 kHz.

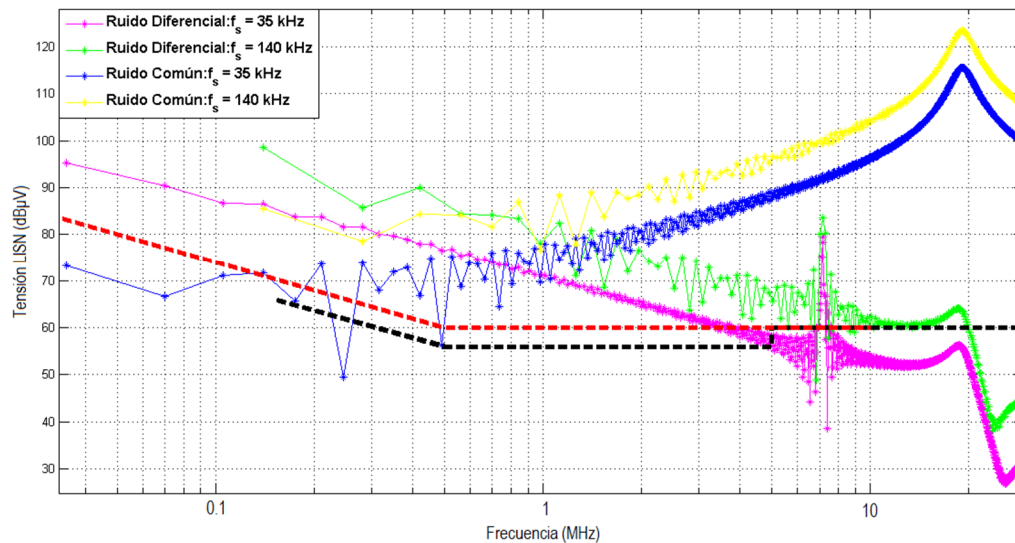


Figura 4.18 – Comparación del ruido tanto en Modo Diferencial como en Modo Común a las frecuencias de 35 y 140 KHz.

La figura 4.18 muestra los resultados una comparativa entre el espectro a 35 kHz como a 140 kHz, tanto para el ruido en modo diferencial como en modo común, donde el resultado obtenido es que el aumento de la frecuencia conlleva aumentos de ruido general, tanto en modo diferencial como en modo común.

4.2.4.2 Conclusiones

Esta prueba permite identificar uno de los factores clave en las emisiones, que es la frecuencia de conmutación. La tendencia actual de las fuentes conmutadas hace que se empiecen a usar frecuencias del orden de cientos de kHz, pues con este aumento de frecuencia se consigue una gran eficiencia y reducción de tamaño de los componentes (transformador e inductancias y capacidad de salida), pero, por el contrario, se agravan los problemas de compatibilidad electromagnética. Por tanto, resulta indispensable llegar a una solución de compromiso entre eficiencia, tamaño y velocidad, pues los problemas de EMC generados también repercuten en el tamaño de los filtros y otras medidas necesarias para la reducción de emisiones.

4.2.5 Caso 5: Efecto de los tiempos de subida y bajada

Este último experimento tratará de identificar la importancia de los tiempos de subida y bajada de la señal de control del transistor.

Sabemos que el contenido espectral de una señal está estrechamente relacionado con la velocidad de subida y bajada de la señal de control. De hecho, como se indica en [3] (“Introduction to Electromagnetic Compatibility” Clayton Paul, 2006, capítulo 3.2); la relación (4.4) nos da una primera aproximación del ancho de banda en el que se pueden encontrar armónicos significativos, siendo t_r el tiempo de subida de la señal cuadrada:

$$BW = \frac{1}{t_r} \text{ Hz} \quad (4.4)$$

Según esta relación, dado que los tiempos de subida y bajada suelen estar comprendidos típicamente entre decenas de nanosegundos los dispositivos más rápidos, y los microsegundos; tenemos que el contenido espectral significativo estará entre las unidades de megahercios hasta la centena. Aunque las señales de ruido medidas en los LISN, tanto en modo común como diferencial, no tengan exactamente forma cuadrada, esta ecuación puede servir como aproximación para ver la tendencia del espectro.

4.2.5.1 Efecto sobre el ruido en Modo Diferencial

En la figura 4.19, se ha representado el contenido espectral de ruido en modo diferencial detectado en el LISN para varios tiempos de subida y bajada. Como habíamos predicho a través de la relación (4.4), para el tiempo de subida más lento, el contenido espectral empieza a decaer antes debido al menor ancho de banda. Así para un tiempo de subida de 1 microsegundo el ancho de banda es aproximadamente 1 MHz. Al disminuir el tiempo de subida a 100 ns el ancho de banda pasa a 10 MHz, lo que explica la gran diferencia en el ruido calculado cuando se da esa disminución en el tiempo de subida. Para los tiempos de subida aún más pequeños calculados apenas hay diferencias con el caso de 100ns. Esto se debe a que estos tiempos corresponden ya a anchos de banda de 100 MHz y 1 GHz mientras que el espectro se muestra solamente hasta 30 MHz. Habría que realizar un análisis hasta frecuencias más elevadas para ver la diferencia. Sin embargo en nuestro convertidor este análisis no es procedente porque abarca frecuencias donde típicamente los convertidores de potencia en este rango de frecuencias de conmutación no dan lugar a problemas de emisiones.

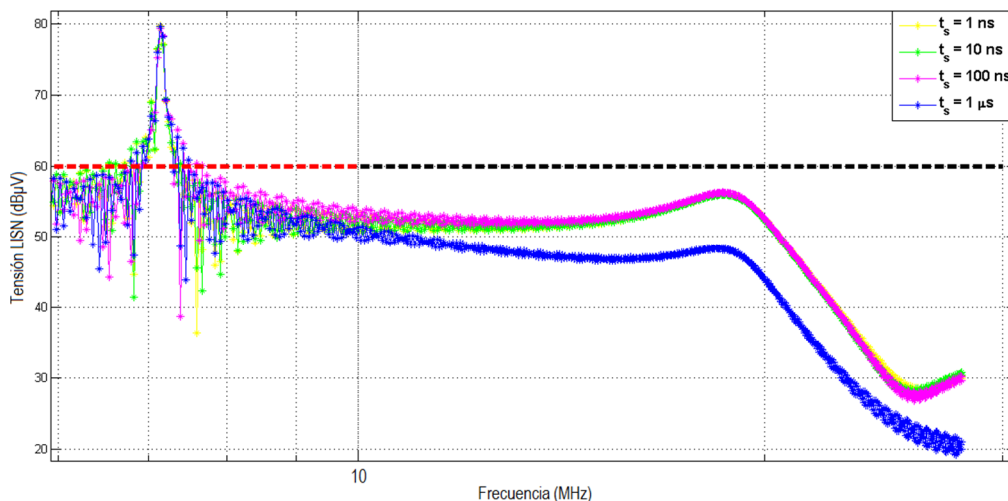


Figura 4.19 – Emisiones de ruido en Modo Diferencial para diversos tiempos de subida.

4.2.5.2 Efecto sobre el ruido en Modo Común

En la figura 4.20 se ha realizado el mismo análisis para el ruido en modo común. Vemos como la aproximación de la ecuación (4.4) también aplica aquí, obteniendo las mismas conclusiones, con una disminución notable de los armónicos de las frecuencias más altas medidas; y es que el tiempo de subida y bajada limita el ancho de banda, en general, para ambos tipos de ruido.

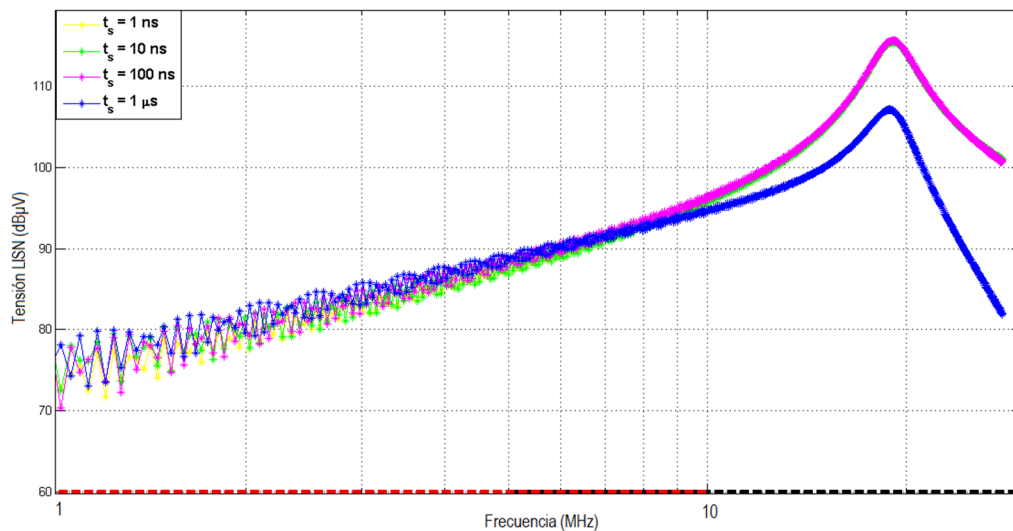


Figura 4.20 – Emisiones de ruido en Modo Diferencial para diversos tiempos de subida.

4.2.5.3 Conclusiones

Como se ha podido observar, el control del tiempo de subida puede ayudar a la reducción de armónicos a altas frecuencias, modificando el ancho de banda significativo del espectro de ruido; esto puede ser un factor a tener en cuenta si se quiere realizar un diseño óptimo de los filtros, pues se puede evitar el sobredimensionamiento de los mismos, permitiendo el uso de componentes más pequeños y ahorrando espacio.

En la simulación, el control del tiempo de subida se ha realizado modificando manualmente este parámetro en la fuente que genera el pulso que controla la conmutación del MOSFET. En la práctica, para suavizar los pulsos se utiliza circuito RC entre la fuente de pulsos y la puerta del transistor, como se muestra en la figura 4.21.

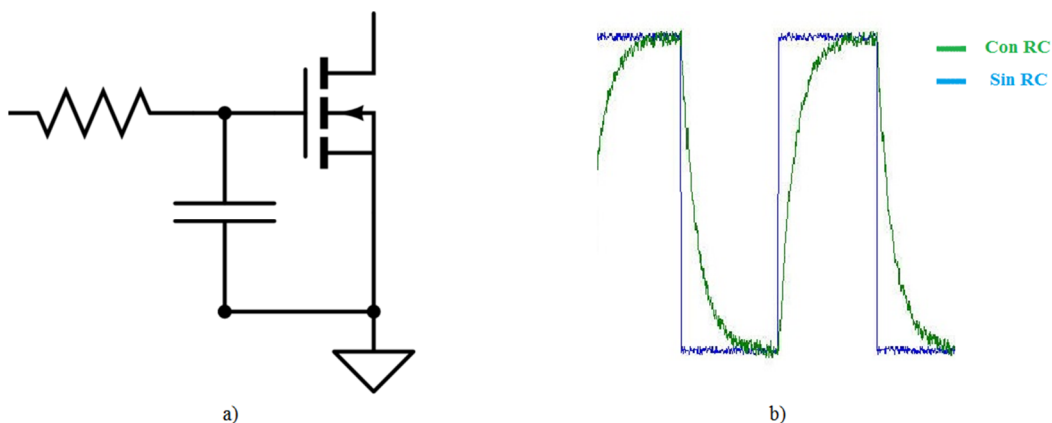


Figura 4.21 – a) Esquemático del circuito RC usado para suavizar la pendiente de la señal de control del transistor. b) Resultado de la aplicación del circuito RC sobre la señal de control.

La constante de tiempo RC nos dará una idea de cómo de rápido cambiará la respuesta a los pulsos, cuanto mayor sean una u otra, más aumentarán el tiempo de subida y el retraso.

Un aspecto muy importante a tener en cuenta cuando se usa el circuito RC como método de control del tiempo de subida y bajada, es que al ser la transición del transistor entre corte y saturación más lenta, aumentan las pérdidas de potencia al pasar por la zona óhmica y comportarse como una resistencia controlada por tensión. Cuanto más lento se vuelva el sistema, mayor será el tiempo de transición entre los dos estados buscados, y por tanto, mayores serán las pérdidas de potencia.

5 CONTROL DE EMISIONES CONDUCIDAS

En el capítulo cuarto se han estudiado las principales causas que provocan la aparición de emisiones de alta frecuencia en fuentes conmutadas, normalmente ligadas a la existencia de efectos parásitos, cuya presencia es inevitable. En este capítulo, el objetivo será analizar los diferentes métodos para atenuar estas emisiones para asegurar que el equipo diseñado cumple con la normativa aplicable de EMC.

Muchas de las aplicaciones y diseños ampliamente utilizados, ignoran desde su concepción alguno o todos los efectos comentados anteriormente. Esto conlleva dos principales problemas: en primer lugar, las excesivas sobretensiones en el drenador del transistor, que pueden llegar a producir el fallo o destrucción del dispositivo si se superan las limitaciones de tensión máxima indicadas por el fabricante; en segundo lugar, la energía proveniente de las resonancias entre los diferentes efectos parásitos generando oscilaciones, se transmitirá ya sea de forma radiada o conducida a través de la fuente, la carga y el sistema electrónico, provocando problemas debido al ruido e incluso produciendo errores en circuitos lógicos. Además, las frecuencias de resonancia se muestran como picos en el espectro EMI tanto de las emisiones radiadas y conducidas.

En los siguientes apartados, se expondrán las diferentes técnicas ampliamente utilizadas para el control y atenuación. Hay que tener en cuenta que las técnicas para la supresión de emisiones en modo común y en modo diferencial son diferentes, por lo que habrá que considerar la supresión de ambas por separado.

5.1 Eliminación de resonancias

En el capítulo anterior se determinó que las causas que más afectan a al aumento de emisiones son los efectos parásitos, sobre todo a las frecuencias en que se producen resonancias. Estas resonancias provocan un comportamiento oscilatorio sobre las formas de onda que además se ve amplificado, provocando que los diferentes dispositivos que componen el circuito puedan cambiar su estado respecto al previsto y se produzcan comportamientos no admisibles.

En el convertidor que estudiamos en este trabajo el principal efecto desencadenante de estos problemas es la inductancia parásita del transformador. Puesto que la inductancia de dispersión del primario no tiene un camino para descargar la corriente acumulada en ella durante el tiempo de encendido del interruptor, provoca un pico de tensión en el momento que se corta en transistor, retrasando también la transferencia de potencia del primario al secundario. Para solventar este inconveniente, se empleará un dispositivo sencillo conocido como Snubber.

El Snubber es ampliamente utilizado en sistemas eléctricos con cargas inductivas, donde la interrupción repentina de la corriente provoca picos de tensión a través del dispositivo de conmutación, de acuerdo a la ley de Faraday. El snubber proporciona un camino alternativo para la corriente de forma que el elemento inductivo se descarga de una forma más suave.

Este simple diseño consta de una resistencia en serie con un condensador. Su colocación será en paralelo con los dispositivos semiconductores (figura 5.1). Esta combinación limita el rápido incremento de tensión. La tensión a través del condensador no puede cambiar de forma instantánea, por lo que generará una corriente transitoria decreciente a través de él durante un pequeño instante de tiempo, disminuyendo los rápidos incrementos de tensión y protegiendo los dispositivos semiconductores de las sobretensiones.

El parámetro fundamental de diseño de un snubber son los valores de la resistencia y el condensador. En general estos valores se determinan de forma experimental probando hasta conseguir los valores deseados.

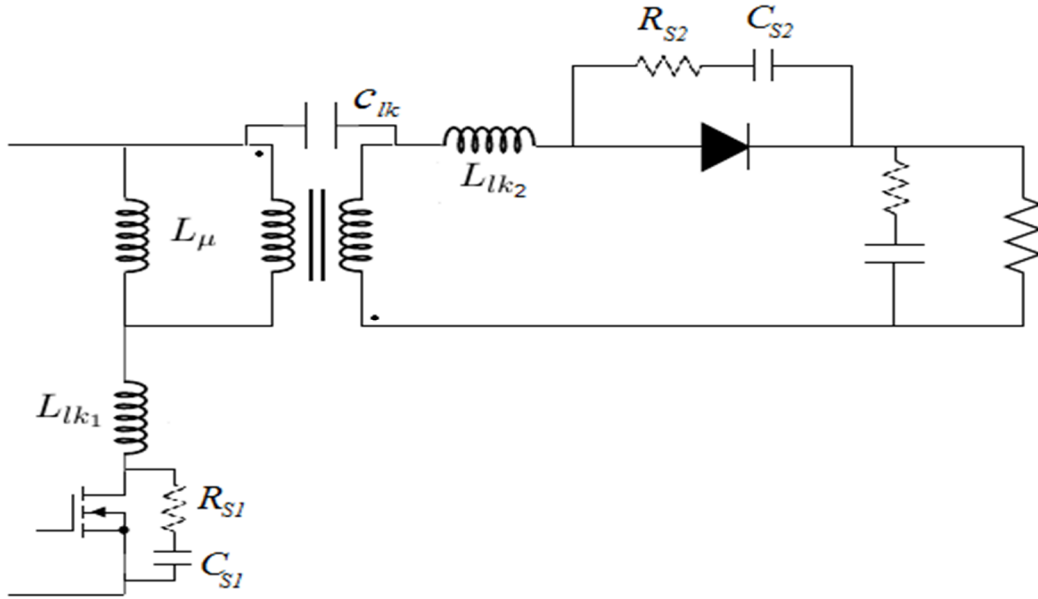


Figura 5.1 – Ubicación de los snubbers en el circuito. El snubber compuesto por la resistencia R_{S1} y el condensador C_{S1} elimina la resonancia provocada por la inductancia de dispersión y la capacidad parásita del disipador, protegiendo el transistor. El snubber compuesto por la resistencia R_{S2} y el condensador C_{S2} protege el diodo eliminando la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario y las capacidades parásitas del transformador y diodo.

Para el diseño del mismo, se utilizará un criterio general basado en los valores del circuito, desarrollado en [9], ampliamente utilizado como punto de partida para obtener el amortiguamiento deseado. Para ello, se hará uso de las siguientes definiciones para un circuito RLC:

- 1) Impedancia equivalente de la resonancia (L y C son las implicadas en la resonancia):

$$Z_0 = \sqrt{\frac{L}{C}} \quad (5.1)$$

- 2) Factor de amortiguamiento:

$$\zeta = \frac{1}{2R_S} Z_0 \quad (5.2) ;$$

Un buen punto de partida sería comenzar probando $\zeta = 1$.

- 3) Frecuencia de corte del circuito RC Snubber:

$$F_C = \frac{1}{2\pi R_S C_S} \quad (5.3).$$

En este caso, no hay una única frecuencia que sea la correcta. La frecuencia de corte del snubber debe ser suficientemente baja como para atenuar la oscilación a la frecuencia de resonancia, pero no tan baja como para llegar a convertirse en un camino de conducción a la frecuencia de conmutación. En otras palabras, a la frecuencia de conmutación la señal debe ver al condensador del snubber como un circuito abierto. Un punto de partida muy utilizado suele ser $F_C = f_r$.

Estos valores proporcionan un punto de partida, si el amortiguamiento no es suficiente, habrá que modificarlos de forma experimental hasta conseguir los resultados deseados.

5.1.1 Resonancia en Modo Común

Para eliminar la resonancia entre la inductancia de dispersión y la capacidad parásita del disipador, se utilizará el snubber S_1 (ver figura 5.1), situado entre los terminales del transformador, compuesto por la resistencia R_{S1} y el condensador C_{S1} . De esta forma, disminuirémos las oscilaciones y picos de tensión en el drenador del transistor, ofreciendo un camino de descarga a la inductancia de dispersión.

5.1.1.1 Proceso de diseño

Utilizando la ecuación (5.1), la impedancia equivalente de la resonancia para el caso que nos ocupa es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{1.35 \times 10^{-6}}{50 \times 10^{-12}}} \approx 164 \Omega$$

Mediante la ecuación (5.2), utilizando un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$, obtenemos un valor de resistencia del snubber:

$$R_S = \frac{1}{2} \times 164 = 82 \Omega$$

Por último, utilizando la ecuación (5.3), suponiendo una frecuencia de corte igual a la de resonancia:

$$C_S = \frac{1}{2\pi \times 82 \times 19.4 \times 10^6} \approx 100 \text{ pF}$$

Con estos valores de resistencia y capacidad del snubber primario, se obtienen las formas de onda de la figura

5.2:

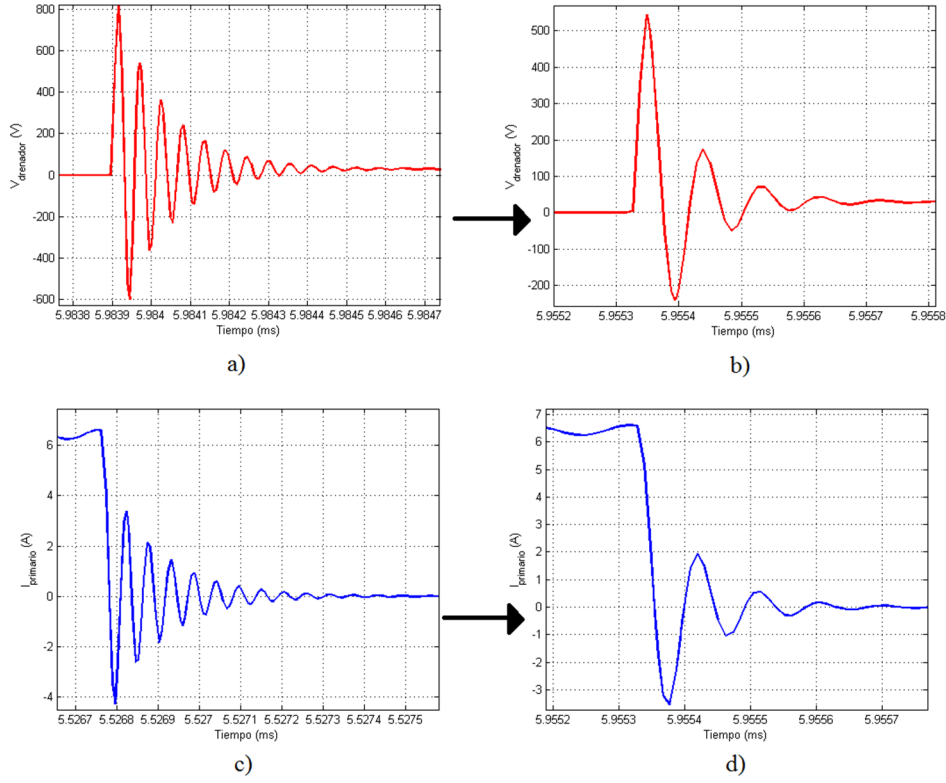


Figura 5.2 – Efecto del snubber atenuando la resonancia, tanto sobre la forma de onda de tensión (a y b) como sobre la forma de onda de intensidad (c y d). Pese a que se observa una reducción de la amplitud de la oscilación, siguen siendo valores demasiado elevados.

Dicha figura muestra la tensión entre drenador y fuente e intensidad de corriente en el primario sin snubber (figuras 5.2a y 5.2c) y con snubber (figuras 5.2b y 5.2d). Se puede observar que, pese a que se ha producido una reducción de la amplitud de tensión en el transistor (ver valores del eje ordenadas) y también la disminución de las oscilaciones, estos valores del snubber no son suficientes para eliminar el gran valor pico que se obtiene hasta reducirlo a valores asumibles de tensión, teniendo en cuenta, por ejemplo, que para el transistor que se utilizó en el diseño del convertidor, un IRF520N, la máxima tensión entre drenador y fuente que soportaba era $V_{DS}=100V$ (ver hoja de características en Anexo II). Así pues, será necesario reajustar los valores del snubber, a fin de conseguir introducir esa tensión dentro de los límites del transistor que se está utilizando.

5.1.1.2 Rediseño empírico

Tras varias pruebas, se ha conseguido limitar la sobretensión producida por la resonancia ajustando un valor de factor de amortiguamiento de $\zeta = 10$ para limitar mucho más el valor pico de la tensión, con lo que de la ecuación (5.2) se obtiene un valor de resistencia $R_S = \frac{1}{2 \times 10} \times 164 = 8.2 \Omega$. Disminuyendo también F_C , de los 19.4 MHz utilizados inicialmente a 1 MHz para una mayor atenuación, se obtiene

$$C_S = \frac{1}{2\pi \times 8.2 \times 1 \times 10^6} \approx 20 \text{ nF}.$$

Con estos nuevos valores de resistencia y capacidad del snubber, se obtienen las gráficas para tensión entre drenador y fuente e intensidad en el primario que se muestran en la figura 5.3:

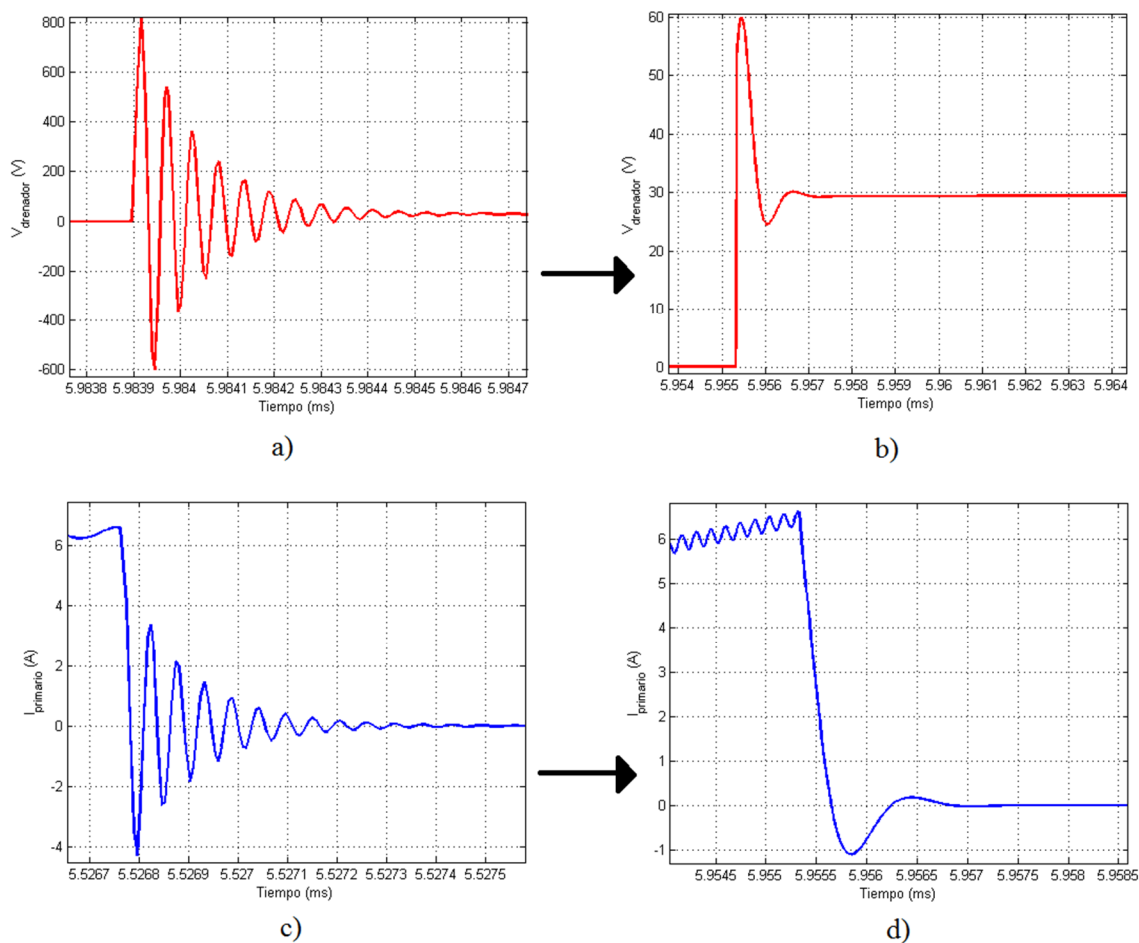


Figura 5.3 – Nueva forma de onda con los valores recalculados del snubber. En el eje de ordenadas de la tensión se observa una reducción notable de la amplitud, así como la atenuación de las oscilaciones, tanto en la forma de onda de tensión (a y b) como en la de corriente del primario (c y d).

La figura 5.3 muestra el resultado sobre las formas de onda de la tensión en el drenador y la corriente en el primario. En la figura 5.3a se presenta la tensión en el drenador sin el snubber, donde se observa el efecto de resonancia con la capacidad parásita del disipador de calor explicada previamente. La figura 5.3b representa la tensión en el drenador con el snubber. Se puede observar cómo ha quedado amortiguado el comportamiento oscilatorio debido a las rápidas transiciones de tensión. También ha quedado limitada la tensión pico (nótese la diferencia de escala de ordenadas en ambas gráficas), que en el caso anterior se elevaba drásticamente, y se ha conseguido reducir hasta unos valores aceptables dentro de las limitaciones del transistor. Las figuras 5.3c y 5.3d muestran como también ha desaparecido el comportamiento oscilatorio en el momento de corte de la corriente en el primario, consiguiendo una transición más suave.

Al eliminar ese efecto de resonancia, la consecuencia sobre el espectro es inmediata. En la figura 5.4 se muestra la medida obtenida en modo común en los LISNs, donde, en efecto, se puede apreciar como el pico de ruido procedente de la resonancia ha desaparecido al colocar el snubber, consiguiendo una disminución de unos 40 dB en la señal de ruido estimado.

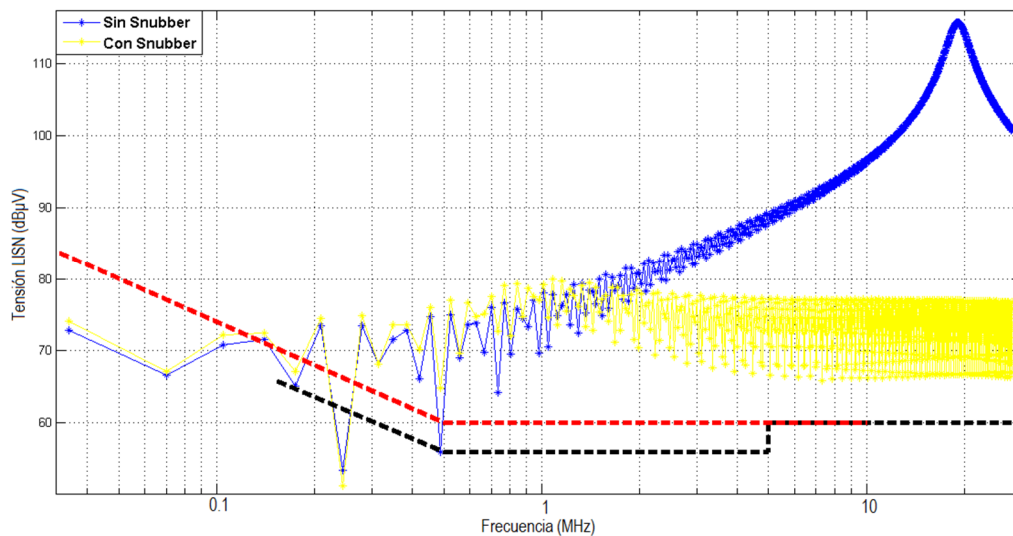


Figura 5.4 – Efecto del snubber sobre el espectro (amarillo). La resonancia en modo común (azul) queda eliminada.

Aun con esto, el ruido en modo común procedente de la capacidad parásita entre el drenador y el disipador de calor sigue siendo alto, pues el snubber disminuye el efecto de la resonancia, pero no elimina el hecho de que aún existen corrientes en modo común generadas debido a esa capacidad. Por ello, será necesario realizar una etapa de filtrado más específica utilizando otro tipo de técnicas que se detallarán más adelante cuando se trate el filtro EMI.

5.1.2 Resonancia en Modo Diferencial

La otra fuente de oscilaciones provenía de la resonancia en la que estaba implicada la inductancia parásita del secundario. Al igual que ocurría en el terminal primario del transformador, la inductancia de dispersión del secundario también está sometida a fuertes gradientes de intensidad, por lo que también es un elemento que se carga de energía y la libera en el circuito. Para evitar que se libere esa energía a través de la capacidad parásita del interbobinado, como hemos visto anteriormente, ofreceremos un camino para la descarga de esta inductancia a través de un snubber.

En este caso, la configuración que se usará será en paralelo con el diodo (ver figura 5.1); esto además de descargar la inductancia de dispersión, servirá para proteger el diodo ante los cambios instantáneos de tensión que se producen al pasar de conducción a corte, que en diodos reales, conlleva un pequeño tiempo transitorio en el que se cambia la polaridad del diodo, y en el cual una pequeña corriente atraviesa el diodo en sentido inverso (recovery current) durante un instante de tiempo. Esto conlleva pérdidas de potencia por conducción, además del aumento de temperatura del dispositivo, parámetros que de no tenerlos en cuenta y controlados pueden ocasionar el fallo o destrucción del mismo.

5.1.2.1 Proceso de diseño

El proceso de diseño será análogo al descrito en el apartado anterior para eliminar la resonancia en modo común del primario. En este caso, la resonancia se producía entre la capacidad parásita del transformador y la inductancia de dispersión del secundario del transformador.

Mediante la ecuación (5.1), la impedancia equivalente de esta resonancia es:

$$Z_0 = \sqrt{\frac{5 \times 10^{-6}}{100 \times 10^{-12}}} \approx 224 \, \Omega$$

Mediante la ecuación (5.2), utilizando de nuevo un factor de amortiguamiento $\zeta = 1$, obtenemos un valor de resistencia del snubber:

$$R_S = \frac{1}{2} \times 224 = 112 \, \Omega$$

Finalmente, utilizando la ecuación (5.3), suponiendo una frecuencia de corte igual a la de resonancia, que en este caso se calculó en el apartado 4.2.1 una frecuencia $f_r = 7.1 \, \text{MHz}$:

$$C_S = \frac{1}{2\pi \times 112 \times 7.1 \times 10^6} \approx 184 \, \text{pF}$$

Con estos valores, se comprueba en la figura 5.5 como el rizado de alta frecuencia de la forma de onda de la intensidad se amortigua significativamente, sin necesidad de realizar un rediseño como sucedía en el caso anterior.

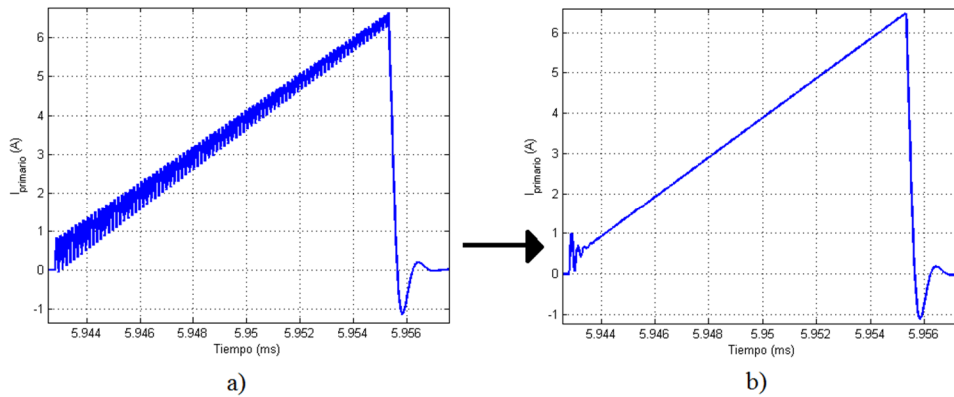


Figura 5.5 – Efecto del snubber en el secundario sobre la forma de onda de intensidad en el primario. Se elimina la resonancia entre la inductancia de dispersión del secundario y la capacidad parásita del transformador que producía el efecto oscilatorio.

En cuanto al espectro, como se puede observar en la figura 5.6, para el ruido en modo diferencial, la presencia del snubber permite eliminar el armónico de resonancia que en el dominio del tiempo da lugar a un rizado de la corriente y en el dominio de la frecuencia se manifestaba como un pico de ruido por encima de los límites permitidos aproximadamente a 7 MHz.

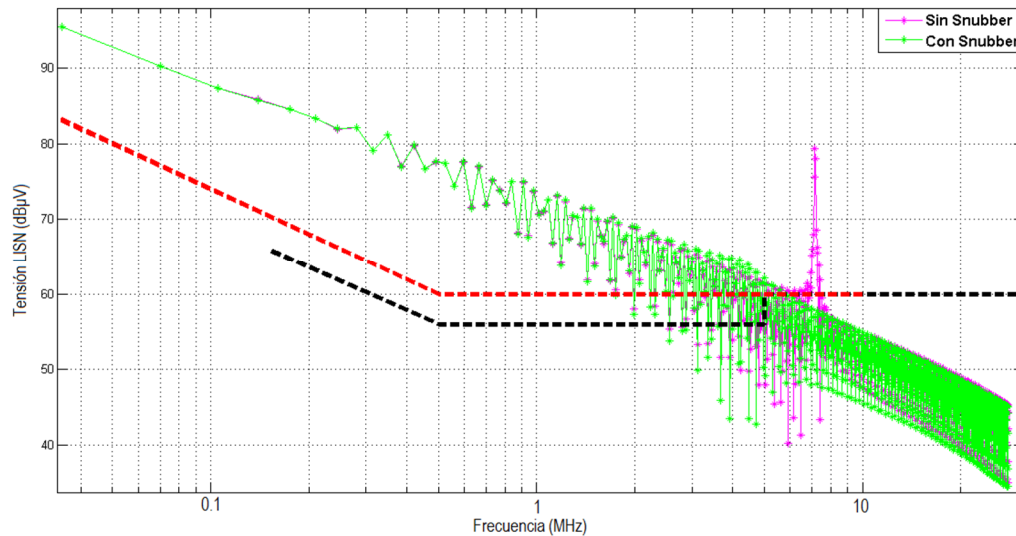


Figura 5.6 – Efecto del snubber en el secundario sobre el espectro. Se elimina el pico de resonancia en modo diferencial que se producía por la interacción entre la inductancia de dispersión del secundario y la capacidad parásita del transformador.

Para reducir más el ruido en modo diferencial, será necesario un filtrado específico para este tipo de señal, lo cual también se tratará en el próximo apartado, dedicado al filtro EMI.

Existen configuraciones de snubber más complejas, utilizando desde diodos convencionales a diodos zener, incluso combinaciones entre varias de estas opciones. Para más información acerca de las diferentes configuraciones y caracterización de componentes, se recomienda [10].

5.2 Velocidad de conmutación del diodo. Capacidad de unión.

Hasta ahora, se ha considerado que el diodo de salida es un elemento ideal que actúa como un interruptor, dejando pasar o cortando la corriente de forma instantánea según la polarización de la tensión en el transformador.

Sin embargo, en un diodo real, en la conducción en polarización directa se produce el almacenamiento de carga en su capacidad de unión. Cuando el diodo pasa a corte, invirtiendo la polaridad de la tensión a través de él, esta carga debe ser eliminada. Esto se produce a través de la reorganización de portadores PN. Este cambio de posición produce una pequeña corriente en sentido inverso que puede provocar picos de tensión, de ahí la importancia de la colocación del snubber como elemento de protección.

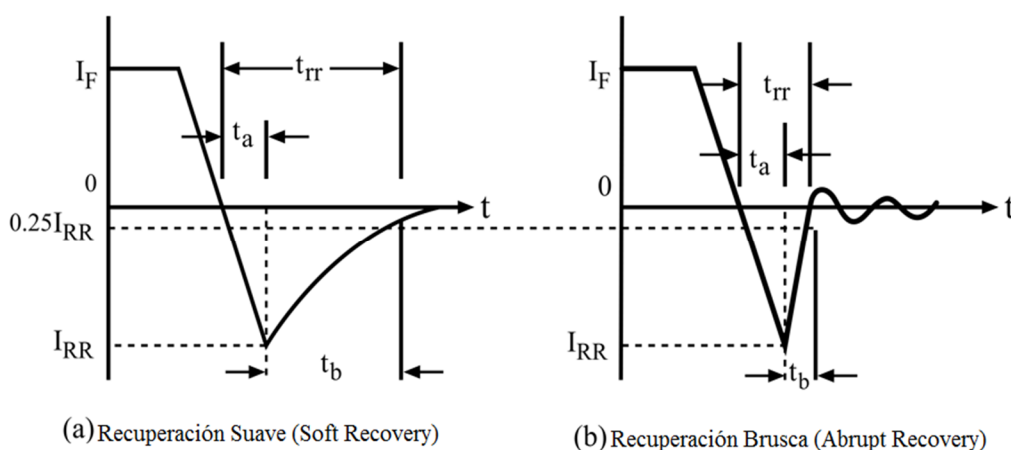


Figura 5.7 – a) Recuperación suave, el tiempo de recuperación es mayor disminuyendo el gradiente de intensidad. b) Recuperación brusca, el tiempo de recuperación es menor, generando un mayor gradiente de intensidad que puede producir oscilaciones hasta la estabilización del nivel de corriente a cero.

En la figura 5.7 se muestran el efecto de la corriente de recuperación inversa sobre la forma de onda de la corriente en el diodo. La figura 5.7a corresponde a un diodo de recuperación lenta, que tras alcanzar un pico de corriente negativa, se estabiliza hasta llegar al estado de corte con una pendiente suave. La figura 5.7b corresponde a un diodo de recuperación rápida, en el que tras alcanzar el pico de corriente negativa, alcanza el estado de corte con una pendiente más pronunciada, provocando un pequeño transitorio hasta estabilizarse.

Considerar esta capacidad parásita hace que el paso de conducción a corte no sea instantáneo; se produce un transitorio, con lo que se consigue reducir el contenido espectral de las emisiones en modo diferencial cuanto más suave sea esa recuperación, aunque esto se ve limitado por la pérdida de potencia en el diodo, luego habrá que llegar a una solución de compromiso al elegir la velocidad del diodo entre disminución de emisiones y pérdida de potencia.

Sin embargo, aunque en la teoría es deseable este comportamiento real, al estar trabajando con altas frecuencias y considerando más efectos parásitos, en la realidad el comportamiento puede distar bastante del esperado.

La figura 5.8 muestra en su parte superior la forma de onda de la intensidad que atraviesa el diodo en el paso de conducción a corte sin la presencia del snubber. Se observa en la forma de onda del diodo real, que durante el periodo de tiempo que en que la intensidad a través del diodo debería ser nula, hay una corriente oscilante debida a que el diodo real incluye el efecto de la capacidad de unión, del orden de los picofaradios (la hoja de características del diodo utilizado cuyo modelo es proporcionado por el fabricante para la simulación se adjunta en el Anexo 3). Esto es provocado por la resonancia entre los elementos parásitos del transformador y la capacidad parásita del diodo (figura 5.8, inferior). Así pues, aunque a priori se esperaba una reducción de las emisiones en modo diferencial con respecto de las obtenidas con un diodo ideal, lo que se obtiene en realidad en este caso desfavorable es un aumento de las mismas. A frecuencias más elevadas, a partir de las decenas de megahercios, si se comienza a observar una reducción de emisiones respecto del diodo ideal.

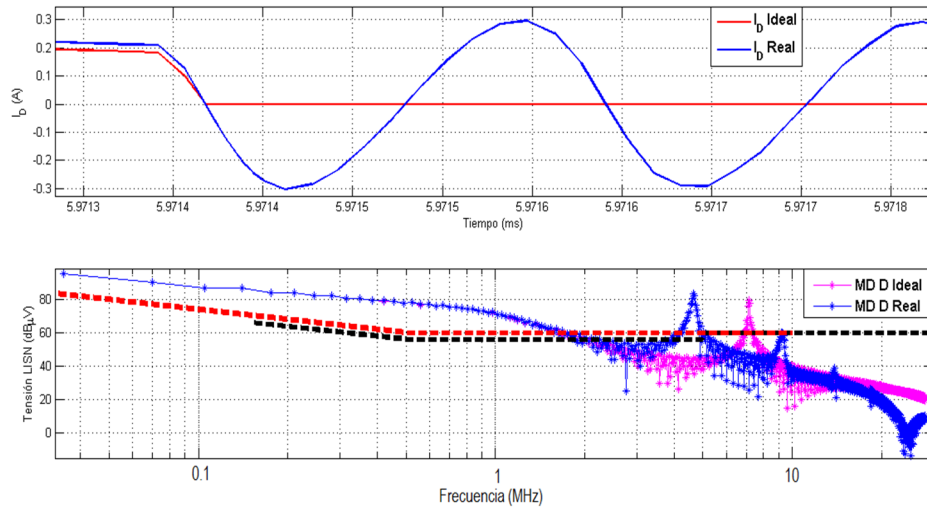


Figura 5.8 – En la parte superior, forma de onda de la intensidad del diodo en el momento de pasar a corte. En el diodo real (azul) se observa una oscilación de amplitud considerable con respecto del diodo ideal (rojo). En la parte inferior se muestra el espectro en modo diferencial, observándose un desplazamiento de la resonancia inicial y aparición de nuevas resonancias correspondientes a la introducción del efecto de capacidad parásita del diodo.

La figura 5.9 muestra las mismas variables anteriores pero tras el uso del snubber entre los terminales del diodo calculado en el apartado anterior para eliminar las resonancias. Se observa que en estas condiciones ha disminuido el efecto resonancia en gran medida, quedando una recuperación abrupta típica de los diodos rápidos, alcanzando la estabilidad antes.

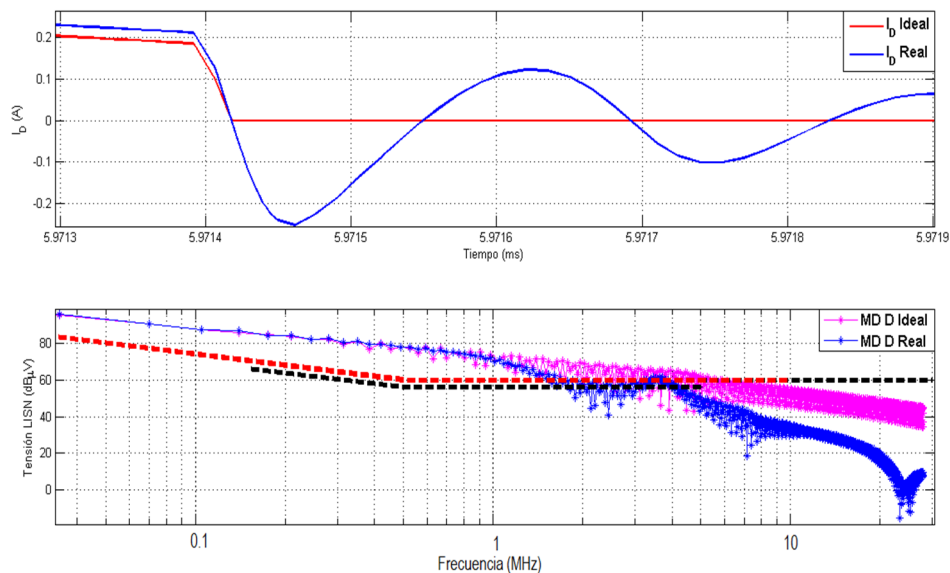


Figura 5.9 – En la parte superior, forma de onda al pasar el diodo a corte. La oscilación disminuye su amplitud a un ritmo mayor que en el caso anterior. En la parte inferior, el espectro en modo diferencial, donde se han reducido los picos de resonancia gracias al snubber.

Al considerar este nuevo efecto de resonancia, y en relación con el apartado 5.1.2, para una eliminación completa de la resonancia sería recomendable sobredimensionar el snubber calculado en ese apartado, pues se realizó sin considerar la capacidad parásita del diodo.

Con esto, se observa en la figura 5.9 inferior como efectivamente las resonancias han sido prácticamente eliminadas. Al acabar con las resonancias, y en las mismas condiciones de trabajo, se observa como para el diodo real, cuyos cambios de estado no son instantáneos como ocurre en el modelo ideal de diodo, se reduce notablemente el contenido espectral del ruido en modo diferencial con respecto al diodo ideal, cuyo transitorio se supone cero.

Como se mencionó anteriormente, cuanto mayor sea el periodo transitorio del diodo y más se suaviza el cambio de estado, menores serán los niveles de emisiones, pero supeditado a las pérdidas de potencia y el aumento de la temperatura del diodo.

En la práctica se valora más conseguir una buena eficiencia y eliminar el ruido diferencial mediante otros métodos de filtrado. Por ello, los diodos utilizados suelen ser de conmutación rápida (High Speed; decenas de nano segundos), ultra rápidos (Ultra High Speed; unidades de nanosegundos), o de tipo Schottky (unión metal-semiconductor; menos de 1 nanosegundo y muy baja tensión umbral), debidamente protegidos mediante snubbers, que aunque tengan mayores niveles de emisiones, operan mejor en altas frecuencias de conmutación que se utilizan en los convertidores.

5.3 El filtro de línea

El filtro de línea, también conocido como filtro EMI (*Electromagnetic Interference Filter*), es un dispositivo electrónico pasivo, formado por condensadores y bobinas, usado para la supresión de interferencias conducidas presentes en una señal o en la línea de alimentación. Este filtro se puede emplear para eliminar las interferencias generadas otros equipos o por el propio dispositivo, con el objetivo de dotarlo de mayor inmunidad ante las señales de ruido presentes en su entorno.

El filtro de línea es un elemento necesario e imprescindible para cualquier fuente conmutada si se quiere cumplir con los niveles de ruido permitidos según las diferentes normativas que se apliquen. Este filtro debe proporcionar la atenuación suficiente tanto al ruido en modo común como al diferencial.

La figura 5.10 muestra la topología genérica de este tipo de filtros. Está compuesto por tres partes: un choque de modo común (bobinas acopladas, L_{cm}), las capacidades C_X y las capacidades C_Y . A continuación, se describirá la función de cada uno de estos elementos.

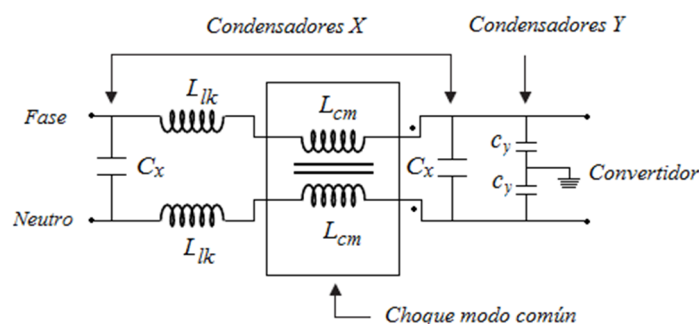


Figura 5.10 – Esquema típico de un filtro EMI, con el choque en modo común, condensadores X para el filtrado del ruido diferencial y condensadores Y para el ruido en modo común.

5.3.1 El choque de modo común

Una bobina de choque de modo común es un elemento pasivo compuesto por dos bobinas enrolladas con el mismo número de vueltas de forma simétrica sobre un núcleo magnético. En general, para el núcleo magnético se utilizan materiales como el hierro (bajas frecuencias), las ferritas (frecuencias más altas) o algunos materiales especiales como los amorfos o nanocristalinos (alta permeabilidad). Esta configuración presenta una impedancia alta para las señales en modo común, al mismo tiempo que presenta una baja impedancia para las señales de modo diferencial.

En la figura 5.11a está representado el campo magnético generado por las corrientes en modo diferencial y en modo común que circulan por la línea de alimentación. Cuando la señal diferencial pasa a través de las bobinas, el campo magnético que generan ambas corrientes tiene sentidos contrarios, por lo que el campo total en el núcleo se anula. Por supuesto, en casos reales la anulación no será perfecta. Bajo estas condiciones la impedancia que presenta el choque para las corrientes en modo diferencial es muy pequeña (idealmente nula). Nótese que, en particular la propia corriente de alimentación es una corriente en modo diferencial. Por consiguiente, la propia configuración del choque previene la saturación del núcleo debida a la corriente de alimentación. Para la señal en modo común, el flujo de campo magnético generado por las corrientes en modo común es la suma del generado por las corrientes en ambas bobinas, lo que produce que esta señal vea el choque como un camino de alta impedancia. Los valores típicos para estas inductancias, según [1], se mueven entre 2 y 10 milihenrios. Si fuera necesario utilizar valores mayores a estos para conseguir la atenuación necesaria, sería recomendable usar múltiples choques en serie, con el objetivo de reducir el efecto capacitivo parásito a través de las bobinas (capacidad en paralelo a L).

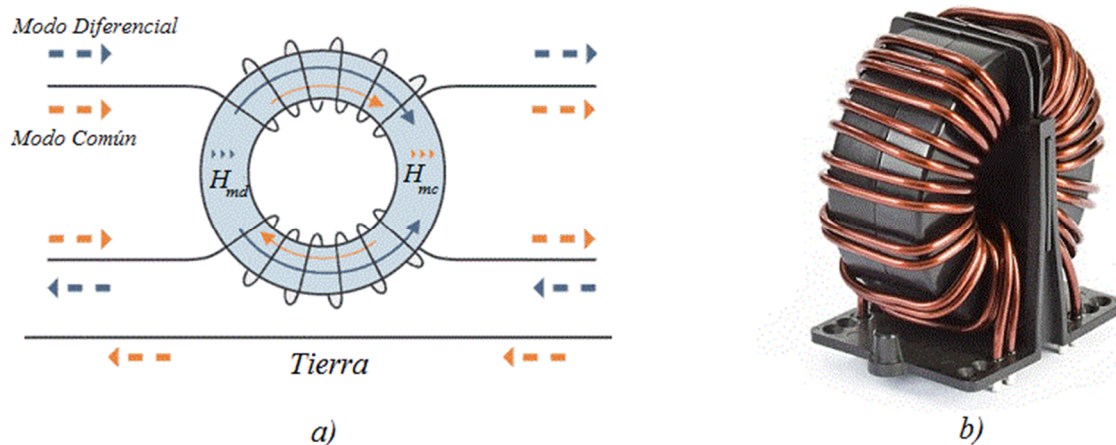


Figura 5.11 – a) Funcionamiento del choque en modo común. La corriente en modo diferencial al tener dirección opuesta en cada cable, genera un campo magnético en el núcleo cuya suma se anula, luego la corriente diferencial ve el choque como una baja impedancia. Por el contrario, la corriente en modo común, al tener la misma dirección la corriente en ambos cables, el campo magnético en el interior del núcleo se suma, lo que provoca que la impedancia vista por la corriente en modo común sea alta.

b) Choque toroidal real preparado para montar en placa.

Los más utilizados en el suministro de energía en modo conmutado son de núcleo de ferrita toroidal (figura 5.11b). Por lo general, tienen un tamaño muy pequeño, se pueden montar en superficie y la pérdida de inserción para señales diferenciales es baja, manteniendo una alta impedancia para las señales de ruido común.

Como vemos, el funcionamiento del choque en modo común es semejante a un transformador 1:1, y en realidad, el acoplamiento no es perfecto, apareciendo la inductancia de dispersión debida a esta falta de acoplo, como se analizó en el capítulo cuarto.

La inductancia de dispersión para el choque en modo común es un factor muy importante en los filtros de línea, dado que determina el nivel de inductancia presente para la atenuación del modo diferencial. Todo el flujo magnético producido por una de las bobinas no se acopla con la otra; así, cuando la corriente en modo diferencial fluye por el bobinado del choque, hay un cierto flujo de dispersión que no se cancela, lo que causa que la bobina tenga una pequeña impedancia frente al modo diferencial.

En los filtros, esta inductancia de dispersión puede ser tanto una ventaja como un inconveniente. Por un lado, esta inductancia proporciona una pequeña impedancia para reducir el ruido diferencial, además de actuar junto a los condensadores X como un filtro *LC* para este tipo de ruido. Por el contrario, si el valor de esta inductancia es demasiado elevado, se estaría perdiendo una de las ventajas del choque, pues al no cancelarse ese flujo de dispersión se podría caer en la saturación del núcleo por la corriente de alimentación.

Generalmente, se busca el diseño del choque de forma que se genere una inductancia parásita que proporcione un filtrado suficiente para el ruido diferencial, sin que se llegue a saturar el núcleo por la corriente de alimentación. Valores típicos de esta inductancia de dispersión están comprendidos según [1] entre el 0.5 y el 5 % de las inductancias para el modo común.

5.3.2 Condensadores de filtrado

Según la norma UNE-EN 60384-14 (Condensadores fijos para uso en equipos electrónicos, parte 14: Especificación intermedia: condensadores fijos para supresión de interferencias electromagnéticas y conexión a la red de alimentación), en un filtro de línea no puede usarse cualquier tipo de condensador. Estos están sometidos a una serie de rigurosos ensayos según esta norma; entre los que se encuentran soportar grandes picos de tensiones, soportar sobretensiones mantenidas en el tiempo y, de las más importantes, deben probar ser ignífugos, superando pruebas activas (no provocar llama cuando se estropean) y pasivas (no son combustibles cuando se les aplica llama). Esta norma define dos categorías de condensadores: los condensadores X, para conexión entre fase y neutro; y los condensadores Y, para conexión entre fase o neutro y tierra. Superados todos los ensayos, el fabricante podrá marcar la categoría correspondiente y el logotipo indicador de la norma que cumplen (Figura 5.12).

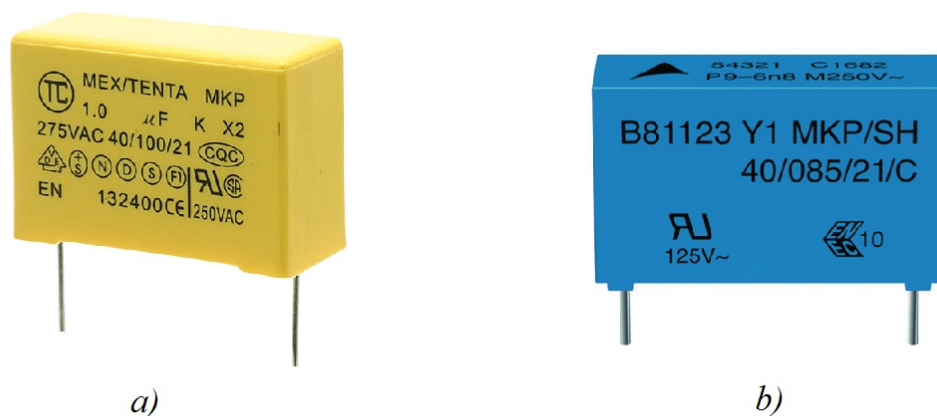


Figura 5.12 – a) Condensador X y b) condensador Y, con los logotipos específicos de cada categoría.

5.3.2.1 Condensadores Y

El objetivo de estos condensadores es la reducción del ruido en modo común. La señal de ruido en modo común ve los dos condensadores Y en paralelo, luego la capacidad efectiva en modo común es igual a la suma de las dos capacidades. Al estar conectadas al chasis, que actúa de tierra, si en ellos se produjera un cortocircuito, existiría un verdadero riesgo de descarga para el usuario si el equipo no se encuentra conectado a una tierra efectiva, o si no se cuenta con la protección de un interruptor diferencial en la instalación o ante el fallo del mismo. Los condensadores Y se diseñan según la normativa internacional para garantizar la seguridad del usuario; sus capacidades son limitadas para reducir la corriente de fuga que pasa a través de ellos y reducir la energía almacenada a un límite de seguridad. Los valores de los condensadores Y más comunes según [1] están en el entorno de los 2.2 – 4.7 nF.

5.3.2.2 Condensadores X

Son los encargados de controlar las interferencias en modo diferencial. Actúan como un camino de baja impedancia para el ruido diferencial y forman un filtro LC para estas señales en conjunto con la inductancia de dispersión del choque de modo común. Al no estar conectado este condensador a tierra, no se aplican limitaciones de corriente de fuga. Valores habituales se encuentran entre 0.1 – 2 µF.

En el caso de un fallo grave (fugas internas o cortocircuitos), al contrario que los condensadores Y, no crea condiciones para producir descargas eléctricas, aunque sí que puede provocar incendio si no se cuenta con dispositivos de seguridad como fusibles previamente en el circuito hacia la línea.

5.3.3 Caracterización del filtro: Atenuación

5.3.3.1 Filtro con componentes ideales

Atendiendo a los valores típicos según [1], se utilizarán para el filtro los siguientes valores, recogidos en la tabla 5.1:

Características del filtro EMI

L_{cm}	10 mH
L_{lk}	784 µH ($k = 0.96$)
C_Y	2200 pF
C_X	0.47 µF

Tabla 5.1 – Valores de los componentes del filtro empleado en la simulación.

Para ver el comportamiento del filtro, en la figura 5.13 se muestra la curva de pérdida por inserción del filtro (*Insertion Loss*), tanto para el modo diferencial como para el modo común, calculada como:

$$IL = 20 \log_{10} \left(\frac{V'_{DM|CM}}{V_{DM|CM}} \right) \text{ dB} \quad (5.4)$$

Donde V es la tensión, ya sea en modo diferencial o común según el caso, medidas por los LISNs previa a la colocación del filtro, y V' es la tensión tras incluir el filtro en el circuito. En esta figura se observa como el filtro de tipo paso bajo, y la atenuación es mayor a medida que aumenta la frecuencia.

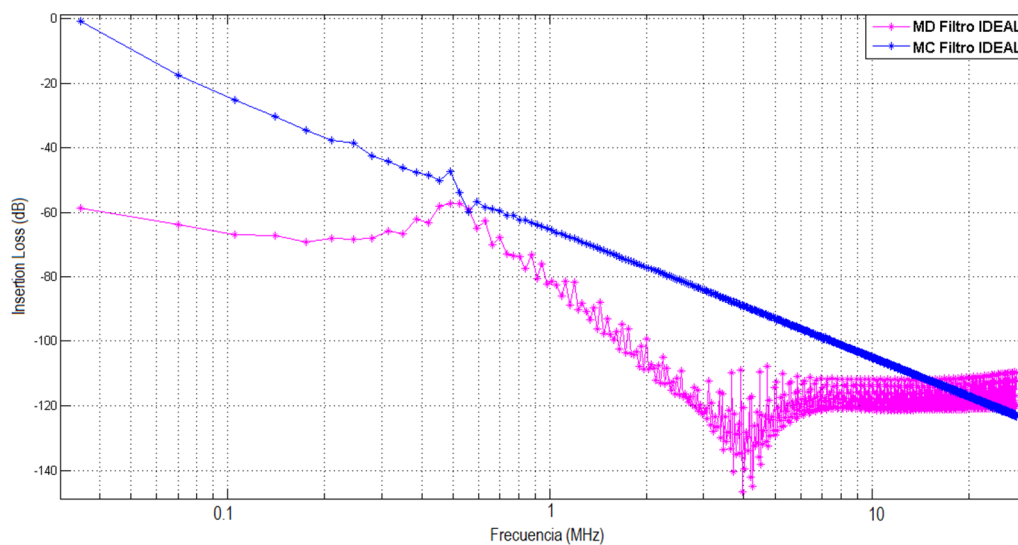


Figura 5.13 – Pérdida por inserción que muestra la atenuación del filtro con componentes ideales para el modo diferencial (rosa) y modo común (azul).

Así, al aplicar la atenuación del filtro, las tensiones medidas en los LISN tanto en modo diferencial y común quedarían como en la figura 5.14. Como vemos, con esta atenuación se ha conseguido que el sistema cumpla las normativas, tanto la militar como la civil, quedando por debajo del límite de ambas.

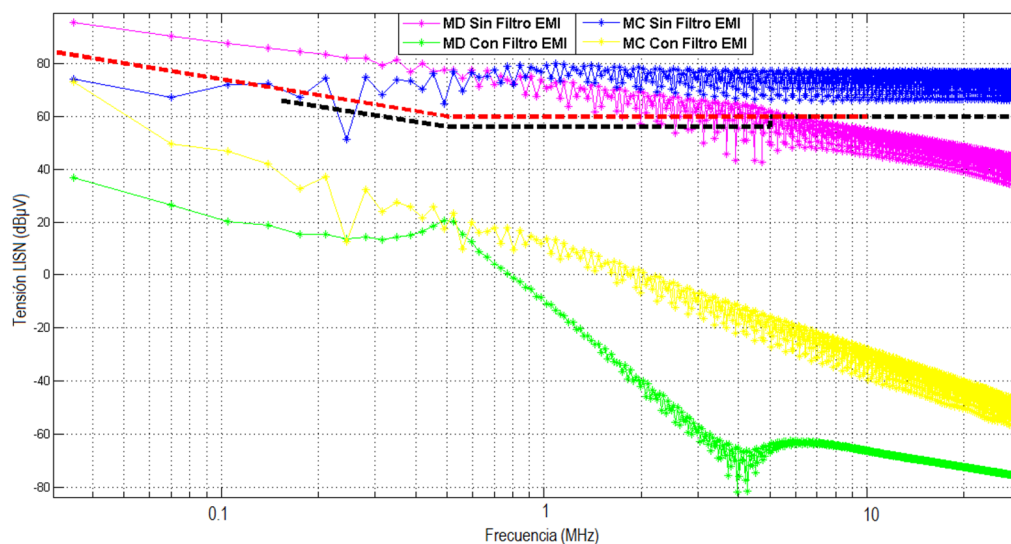


Figura 5.14 – Emisiones en modo diferencial y común sin la aplicación del filtro (rosa y azul, respectivamente) y tras la aplicación del filtro ideal (verde y amarillo, respectivamente). Las emisiones se consiguen reducir muy por debajo de las curvas marcadas por las normativas.

5.3.3.2 Filtro con elementos parásitos

El filtro anterior se realizó suponiendo el comportamiento ideal de los componentes. En la realidad, también en los componentes del filtro se producen efectos parásitos de altas frecuencias, que deterioran el funcionamiento del mismo. Estos componentes parásitos se muestran en la figura 5.15. Como consecuencia, la atenuación que proporciona un filtro real a frecuencias “altas” (por encima de cientos de kHz) suele ser mucho menor (decenas de dB) a la que se predice con un modelo que ignora estos efectos parásitos.

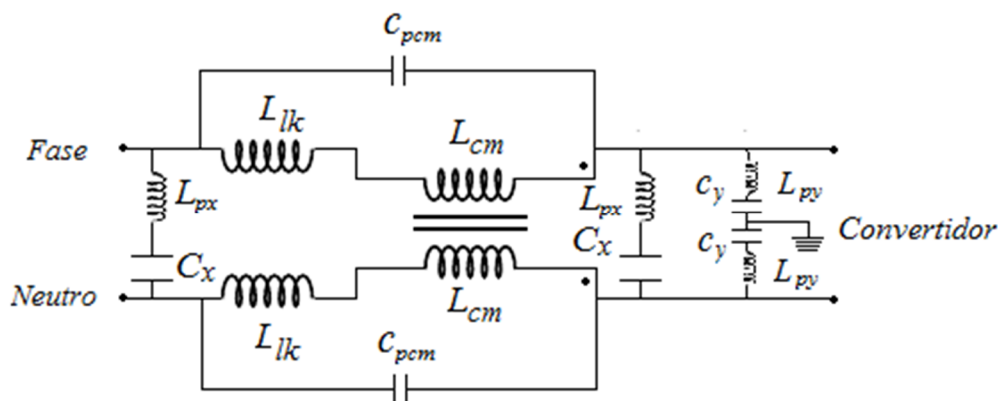


Figura 5.15 – Efectos parásitos de alta frecuencia de los distintos componentes del choque: Capacidad parásita en paralelo con las bobinas, e inductancia parásita en serie con los condensadores. Estos efectos parásitos deterioran el comportamiento ideal del filtro.

Estos efectos parásitos toman valores en el entorno de las decenas de nanohenrios para las inductancias parásitas en serie de los condensadores, y pocas decenas de picofaradios para las capacidades parásitas en paralelo de los inductores. Las capacidades parásitas asociadas al modelo real de la bobina actúan como un camino alternativo para las corrientes de alta frecuencia, de impedancia menor que la ofrecida por el propio choque. Las inductancias en serie con los condensadores X e Y hacen que a partir de una cierta frecuencia la impedancia del condensador aumente con la frecuencia, en lugar de disminuir. Esto disminuye la función de filtrado de estos condensadores.

En la tabla 5.2 se recogen los valores, dentro de los rangos mencionados anteriormente, que se utilizarán para la simulación del funcionamiento del filtro con estos efectos parásitos.

Efectos parásitos en el filtro

L_{px}	80 nH
L_{py}	20 nH
C_{pcm}	40 pF

Tabla 5.2 – Valores aplicados para la simulación de los efectos parásitos del filtro

En la figura 5.16 se compara la pérdida de inserción del filtro con sus componentes ideales obtenida en el apartado anterior con la obtenida usando los efectos parásitos con los datos de la tabla 5.2. Ahí se aprecia claramente el deterioro del funcionamiento del filtro, que lejos de conseguir una atenuación elevada a altas frecuencias, deja de comportarse como un filtro paso bajo para presentar una atenuación mucho menor. En algunos puntos, lejos de conseguir el efecto de atenuación de altas frecuencias deseado, incluso hay algunas frecuencias en las que la atenuación es casi cero (en ocasiones, puede hasta llegar a ser positiva) debida a resonancias entre los elementos parásitos, aumentando el nivel de ruido.

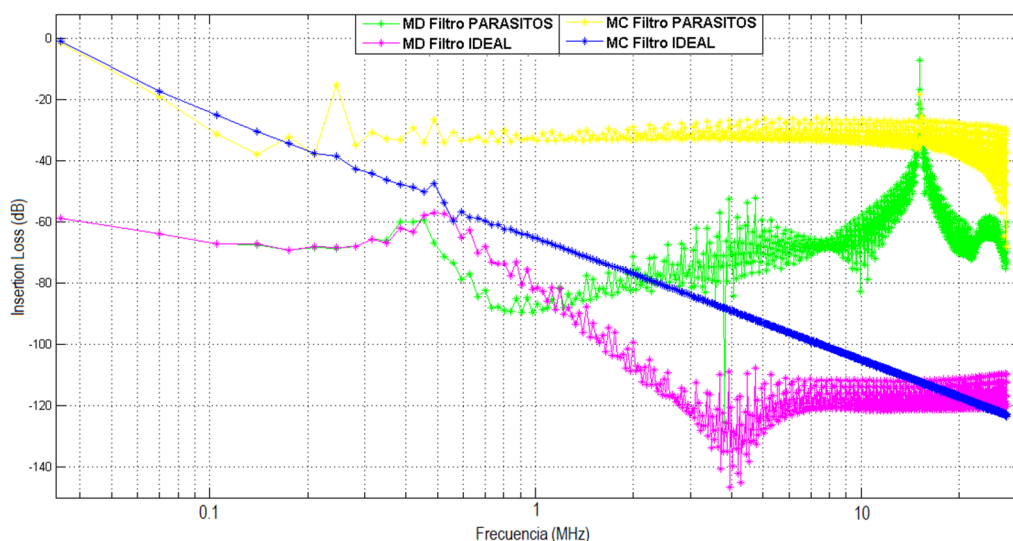


Figura 5.16 – Comparación entre la pérdida por inserción del filtro ideal y del filtro con efectos parásitos. El efecto de atenuación del filtro se deteriora a altas frecuencias. Aparece un pico de resonancia debido a la interacción entre los diferentes efectos parásitos.

Esto se ve reflejado en la figura 5.17, donde se comparan las señales de ruido medidas aplicando el filtro ideal y el real. En el caso del filtro ideal, se conseguía atenuar las señales de ruido muy por debajo de la normativa, sobre todo a frecuencias elevadas; sin embargo, al aplicar las no idealidades a los componentes del filtro, el nivel de ruido no se atenúa lo suficiente, llegando a acercarse al límite de la normativa civil en el entorno de los 15 MHz.

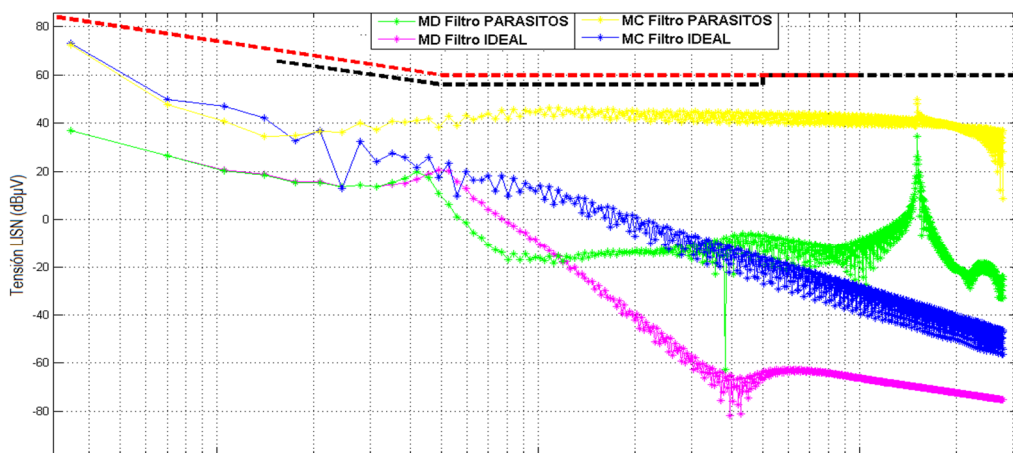


Figura 5.17 – Comparación entre las emisiones en modo diferencial y común del filtro ideal y el filtro con efectos parásitos. Se incrementan las emisiones a altas frecuencias, llegando a quedar cerca del límite marcado por la normativa civil.

5.3.3.3 Corrección de resonancias en el filtro por efectos parásitos

En el apartado anterior comprobamos como los efectos parásitos de los elementos capacitivos e inductivos del filtro deterioran el funcionamiento de este. En algunos casos, como ocurre en el que nos ocupa, se producen efectos de resonancia que pueden llegar a amplificar los niveles de ruido, haciendo que se acerquen a los límites de la normativa e incluso que en determinadas ocasiones lleguen a superar estos niveles, si el diseño y montaje del filtro no se realiza buscando minimizar estos efectos de alta frecuencia.

Dado que estas resonancias se producen por los lazos de corriente que atraviesan los distintos elementos parásitos, es complicado reconocer con exactitud cuáles son los elementos implicados.

Una forma de disminuir la amplitud de la resonancia es añadir una resistencia en serie con los condensadores, buscando un efecto similar al de un snubber. Esta resistencia debe ser de un valor pequeño en comparación con la resistencia de $50\ \Omega$ de los LISNs, del orden del 10% de ésta, de forma que no se pierda la capacidad de filtrado.

En la figura 5.18 se muestra el resultado de colocar una resistencia de $1\ \Omega$ en serie con los condensadores X.

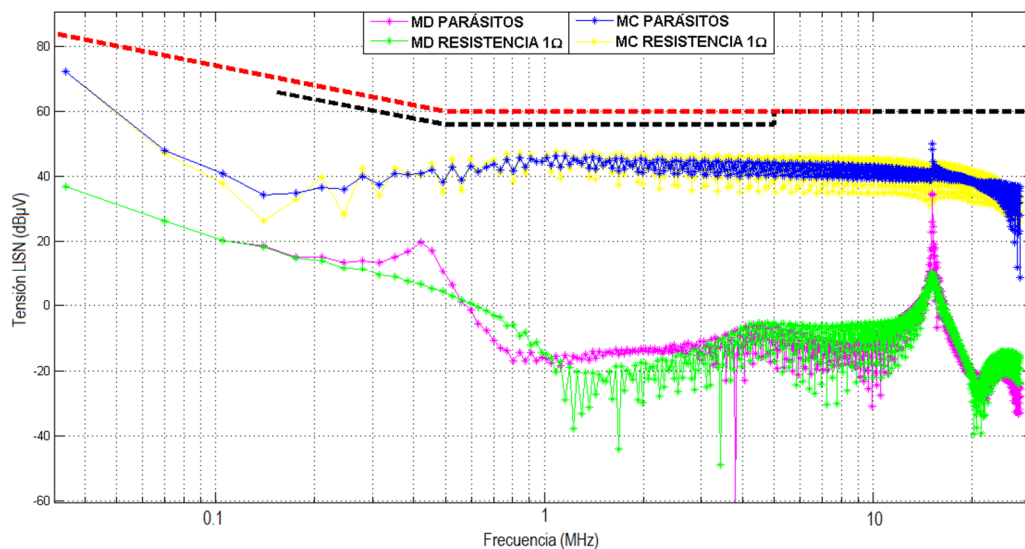


Figura 5.18 – Comparación entre las emisiones considerando los efectos parásitos y aplicando la resistencia en serie con el condensador X de $1\ \Omega$. Al aplicar la resistencia, se consigue eliminar el bucle de corriente que se produce entre los componentes del filtro, consiguiendo atenuar el pico de resonancia.

Aquí se observa como la amplitud de la resonancia ha disminuido de forma considerable, reduciéndose el pico en el caso del modo diferencial unos 30 dB. El efecto conseguido es similar al colocar la resistencia en serie con los condensadores Y, puesto que la resonancia ocurre en ambos modos, lo que nos indica que en el lazo de corriente que la provoca están implicados tanto los condensadores X como los Y, y al colocar la resistencia en serie con los condensadores se amortigua el la amplitud del pico de resonancia.

6 CONCLUSIONES

El objetivo principal de este trabajo ha sido realizar el diseño y simulación de un convertidor de potencia para estudiar a través de estas simulaciones los diferentes efectos que provocan las emisiones electromagnéticas en fuentes conmutadas en general. La comprensión del mecanismo último de generación del ruido electromagnético es fundamental para limitar las emisiones en fase de diseño, es decir, actuando sobre su origen. Esta estrategia de diseño permite reducir los requisitos de mitigación y filtrado aplicados a posteriori y que son necesarios para cumplir los requerimientos de compatibilidad electromagnética. Por tanto se reduce el tiempo total y los costes de desarrollo y, quizás más importante en el ámbito aeronáutico, permite minimizar el número de componentes, llevando al desarrollo de equipos más compactos y ligeros.

En primer lugar, se ha realizado una introducción a la electrónica de potencia y a los conceptos de compatibilidad electromagnética que se utilizarían a lo largo del trabajo. Ante el gran abanico de posibles topologías y modos de conducción que pueden ser analizados, surge la necesidad de acotar el trabajo y elegir un convertidor y un modo de conducción para el estudio de las EMI. Por su sencillez y versatilidad se ha elegido un convertidor FLYBACK, en modo conducción continua. Sin embargo, la mayor parte de las conclusiones y lecciones aprendidas en el estudio de esta topología son adaptables a otras topologías de convertidores de potencia.

Los convertidores de potencia, al trabajar en régimen de conmutación, generan grandes dV/dt y di/dt responsables de la mayoría de emisiones conducidas. En este aspecto, se ha comprobado como el funcionamiento normal, sin añadir efectos parásitos, ya produce unos niveles de ruido en modo diferencial elevados, por encima de los niveles marcados en las normativas. Estos niveles se incrementan al añadir los efectos parásitos en los diferentes componentes del convertidor.

El primer efecto estudiado, los parásitos del transformador, tienen un gran impacto no sólo en el incremento de las emisiones, sino también en el propio funcionamiento del circuito, generando sobretensiones y picos de intensidad. Además, al ser estos parásitos inductancias y capacidades de pequeño valor, las corrientes de alta frecuencia pueden interaccionar entre ellas generando resonancias que amplifican los problemas de ruido generando picos de amplitud en el espectro.

La otra gran fuente de problemas estudiada proviene de la capacidad parásita entre el transistor y su disipador de calor. Las grandes variaciones de tensiones en la proximidad de un elemento metálico como es el disipador provocan un acoplamiento capacitivo, produciendo corrientes en modo común. El efecto de este acoplamiento se ve intensificado al considerar también la inductancia de dispersión, pues, como se ha comprobado la resonancia que aparece amplifica la amplitud del ruido en modo común en determinadas frecuencias.

Además de estas dos grandes fuentes de emisiones se ha estudiado también el efecto del diodo de la etapa secundaria. Al estar el diodo en corte, se comporta como una capacidad de pequeño valor, su capacidad de unión, que junto con la inductancia de fuga del transformador y la capacidad del interbobinado generan nuevas resonancias, provocando aumento de emisiones en modo diferencial, y la oscilación de la forma de onda del diodo cuando éste en teoría debería estar sin conducir.

También se ha analizado el impacto de la inductancia parásita equivalente en serie de la capacidad de entrada. La función de esta capacidad es actuar junto con un rectificador de onda completa para obtener una señal de continua aproximadamente constante. Adicionalmente esta capacidad realiza un filtrado del ruido de la corriente en modo diferencial. Así pues, al considerar su inductancia en serie equivalente, el efecto de filtrado del condensador disminuye a medida que la frecuencia aumenta, lo que provoca el aumento de las emisiones conducidas en modo diferencial.

Otro aspecto al que se ha prestado atención ha sido el efecto de la frecuencia de funcionamiento y de los tiempos de subida y bajada. Respecto de la frecuencia, su disminución repercute en menores niveles de emisiones, aunque por otro lado, implica menores rendimientos y bobinas de transformador más grandes. En el caso de los tiempos de subida y bajada aumentarlos, es decir, suavizar la pendiente de la forma de onda de la señal de control, provoca también una disminución de emisiones a altas frecuencias, pero también repercute en que la conmutación del transistor entre conducción y bloqueo sea más lenta, quedando durante más tiempo en zona lineal, con la consecuente disipación de potencia.

Además de analizar las causas del ruido, se han estudiado las técnicas más comunes para reducirlo. Lo primero que habría que eliminar son las resonancias producidas entre los diferentes efectos parásitos, que se ven excitadas por la corriente de recuperación del diodo y las rápidas variaciones de tensiones en los transistores. Esto se consigue gracias a la utilización de snubbers tanto en el transistor como en el diodo, de forma que se pueda disipar la energía de las inductancias de dispersión. Se comprueba de esta forma que el uso de snubbers resulta indispensable para el buen funcionamiento del circuito, ya que permiten evitar las sobretensiones y reducir los niveles de emisiones. Este análisis pone de manifiesto que en general en la fase de diseño de convertidores es necesario prever que estos efectos parásitos estarán presentes, y diseñar desde el principio el convertidor directamente con snubbers, o al menos, dejar una ubicación en la placa de montaje para su colocación y ajuste en un futuro. Otra consideración a tener en cuenta, es que el snubber es un elemento disipativo de potencia, luego el uso de éstos afectará al rendimiento del convertidor. Se tratará entonces en general de determinar si son elementos indispensables para el funcionamiento correcto del sistema y, si han de usarse, es indispensable calcular su coste en términos de pérdida de rendimiento.

Por último, una vez eliminados los efectos de resonancias, la reducción de las emisiones por debajo de los niveles de la normativa se asegura mediante un filtro de línea, o filtro EMI. Se ha analizado la estructura habitual de este tipo de filtro y se ha mostrado su efectividad en la reducción de emisiones. Se ha prestado atención al impacto sobre la atenuación del filtro de sus propios efectos parásitos. En este sentido, hemos mostrado que un modelado ideal del filtro que prescinda de estos efectos parásitos suele predecir atenuaciones muy por encima de las que se obtienen en la realidad, especialmente a frecuencias altas. También se ha verificado un fenómeno común: la introducción del filtro puede provocar resonancias por bucles de corrientes entre elementos del filtro, que pueden llegar a provocar un aumento de las emisiones en determinados rangos de frecuencias. En estos casos, se ha mostrado que el uso de una pequeña resistencia en serie con las capacidades para amortiguar ese pico sirve como solución.

Finalmente, se espera que este trabajo sirva como referencia a los alumnos que cursan asignaturas afines a los conceptos de compatibilidad electromagnética, como Propagación de Ondas y Compatibilidad Electromagnética, de 3º del Grado en Ingeniería Aeroespacial, de manera que permita aumentar su comprensión de las causas de las emisiones conducidas y el impacto de los efectos parásitos en sistemas electrónicos reales y a la vez sirva como introducción al funcionamiento básico de las fuentes conmutadas, que suelen ser uno de los elementos más problemáticos en cuanto a emisión de ruido electromagnético en sistemas reales.

ANEXOS

Anexo I: Implementación en MATLAB de las ecuaciones de diseño del Convertidor FLYBACK en Modo Conducción Continua

```
%% Parámetros de diseño para Flyback en modo conducción continuo
function [Lp,Ls,n,Co,RLoad,T,Ton,Toff,D,Isavg]= ...
flyback_cm (Vo, Io, Po, paramPot, Vdc, SwFreq, Vdsmax)

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Cálculo de período y potencia mínima %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

T=1/SwFreq; Pmin=paramPot*Po; % Parámetro de potencia mínima admisible,
                                % especificación del diseño

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Elegido el transistor, cálculo de la relación de transformación

% Vms=Vdc+(Np/Ns)*(Vo+1) ----> Np/Ns = n
% Vms es el valor más bajo para que el pico generado por una inductancia
% de fuga de 0.3*Vdc continúe en un margen un 30% menor que el máximo
% valor de tensión en off del transistor

Vms=0.7*Vdsmax-0.3*Vdc;
ninv=(Vms-Vdc)/(Vo+1); % Inverso de la relación de transformación n

n=1/ninv; % Relación de transformacion n

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Ton, Toff y Duty Cycle (D) %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%

Ton=T*(1+(Vdc-1)/(n*Vo+1))^(-1); Toff=T-Ton;
D=Ton/T;
%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Icsr=Po/(Vo*(1-Ton/T));
Isavg=Icsr*Toff/T;
Icpr=1.25*Po/(Vdc*(Ton/T));

%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
%% Cálculo de Inductancias del Primario y Secundario %%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%%
Lp=((Vdc-1)*Vdc*Ton^2)/(2.5*T*Pmin);
Ls=Lp/(n^2);

% Capacidad de salida, con caída de potencial de 0.5 V
Vcap=0.5;
Co=Io*(Ton)/Vcap;

% Resistencia de carga: P=I*V=V^2/R=I^2*R ----> RLoad
RLoad=Po/(Io^2);
```


Anexo II: Hoja de características del transistor IRF520N utilizado para el diseño del Convertidor FLYBACK

International
IR Rectifier

PD - 91339A

IRF520N

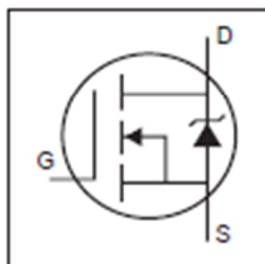
HEXFET® Power MOSFET

- Advanced Process Technology
- Dynamic dv/dt Rating
- 175°C Operating Temperature
- Fast Switching
- Fully Avalanche Rated

Description

Fifth Generation HEXFETs from International Rectifier utilize advanced processing techniques to achieve extremely low on-resistance per silicon area. This benefit, combined with the fast switching speed and ruggedized device design that HEXFET Power MOSFETs are well known for, provides the designer with an extremely efficient and reliable device for use in a wide variety of applications.

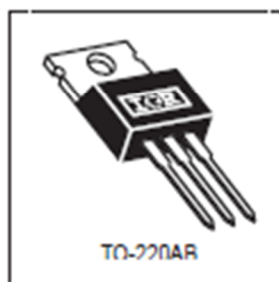
The TO-220 package is universally preferred for all commercial-industrial applications at power dissipation levels to approximately 50 watts. The low thermal resistance and low package cost of the TO-220 contribute to its wide acceptance throughout the industry.



$$V_{DS} = 100V$$

$$R_{DS(on)} = 0.20\Omega$$

$$I_D = 9.7A$$



Absolute Maximum Ratings

	Parameter	Max.	Units
$I_D @ T_C = 25^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	9.7	A
$I_D @ T_C = 100^\circ C$	Continuous Drain Current, $V_{GS} @ 10V$	6.8	
I_{DM}	Pulsed Drain Current ①	38	
$P_D @ T_C = 25^\circ C$	Power Dissipation	48	W
	Linear Derating Factor	0.32	W/°C
V_{GS}	Gate-to-Source Voltage	± 20	V
E_{AS}	Single Pulse Avalanche Energy ②	91	mJ
I_{AR}	Avalanche Current ③	5.7	A
E_{AR}	Repetitive Avalanche Energy ④	4.8	mJ
dv/dt	Peak Diode Recovery dv/dt ⑤	5.0	V/ns
T_J	Operating Junction and	-55 to +175	°C
T_{STG}	Storage Temperature Range		
	Soldering Temperature, for 10 seconds	300 (1.6mm from case)	
	Mounting torque, 6-32 or M3 screw	10 lbf-in (1.1N-m)	

Thermal Resistance

	Parameter	Typ.	Max.	Units
$R_{\theta JC}$	Junction-to-Case	—	3.1	°C/W
$R_{\theta CS}$	Case-to-Sink, Flat, Greased Surface	0.50	—	
$R_{\theta JA}$	Junction-to-Ambient	—	62	

Anexo III: Hoja de características del diodo NBRD5H100 utilizado para la simulación de efectos parásitos en el diodo.

MBRD5H100, NBRD5H100

Switch-mode Schottky Power Rectifier

Surface Mount Power Package

This series of Power Rectifiers employs the Schottky Barrier principle in a large metal-to-silicon power diode. State-of-the-art geometry features epitaxial construction with oxide passivation and metal overlay contact. Ideally suited for use in low voltage, high frequency switching power supplies, free wheeling diodes, and polarity protection diodes.

Features

- Guardring for Stress Protection
- Low Forward Voltage
- 175°C Operating Junction Temperature
- Epoxy Meets UL 94 V-0 @ 0.125 in
- Short Heat Sink Tab Manufactured - Not Sheared!
- NBRD Prefix for Automotive and Other Applications Requiring Unique Site and Control Change Requirements; AEC-Q101 Qualified and PPAP Capable
- These Devices are Pb-Free and are RoHS Compliant*

Mechanical Characteristics:

- Case: Epoxy, Molded, Epoxy Meets UL 94 V-0
- Weight: 0.4 grams (approximately)
- Finish: All External Surfaces Corrosion Resistant and Terminal Leads are Readily Solderable
- Lead and Mounting Surface Temperature for Soldering Purposes: 260°C Max. for 10 Seconds
- Device Meets MSL1 Requirements
- ESD Ratings:
 - Machine Model = C (> 400 V)
 - Human Body Model = 3B (> 8000 V)



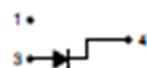
ON Semiconductor®

www.onsemi.com

**SCHOTTKY BARRIER
RECTIFIER
5 AMPERES, 100 VOLTS**

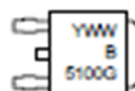


DPAK
CASE 369C



(Pin 1: No Connect)

MARKING DIAGRAM



Y = Year
WW = Work Week
B5100 = Device Code
G = Pb-Free Package

ORDERING INFORMATION

Device	Package	Shipping†
MBRD5H100T4G	DPAK (Pb-Free)	2,500 / Tape & Reel
NBRD5H100T4G	DPAK (Pb-Free)	2,500 / Tape & Reel

†For information on tape and reel specifications, including part orientation and tape sizes, please refer to our Tape and Reel Packaging Specifications Brochure, BRD8011/D.

*For additional information on our Pb-Free strategy and soldering details, please download the ON Semiconductor Soldering and Mounting Techniques Reference Manual, SOLDERM/D.

MBRD5H100, NBRD5H100

MAXIMUM RATINGS

Rating	Symbol	Value	Unit
Peak Repetitive Reverse Voltage Working Peak Reverse Voltage DC Blocking Voltage	V_{RRM} V_{RWM} V_R	100	V
Average Rectified Forward Current (Rated V_R) $T_C = 171^\circ\text{C}$	$I_{F(AV)}$	5	A
Peak Repetitive Forward Current (Rated V_R , Square Wave, 20 kHz) $T_C = 171^\circ\text{C}$	I_{FRM}	10	A
Nonrepetitive Peak Surge Current (Surge applied at rated load conditions halfwave, single phase, 60 Hz)	I_{FSM}	105	A
Operating Junction and Storage Temperature Range (Note 1)	T_J, T_{stg}	-65 to +175	$^\circ\text{C}$

Stresses exceeding those listed in the Maximum Ratings table may damage the device. If any of these limits are exceeded, device functionality should not be assumed, damage may occur and reliability may be affected.

1. The heat generated must be less than the thermal conductivity from Junction-to-Ambient: $dP_D/dT_J < 1/R_{\theta JA}$.

THERMAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Thermal Resistance Junction-to-Case (Note 2) Junction-to-Ambient (Note 2)	$R_{\theta JC}$ $R_{\theta JA}$	1.6 95.8	$^\circ\text{C/W}$

2. When mounted using minimum recommended pad size on FR-4 board.

ELECTRICAL CHARACTERISTICS

Characteristic	Symbol	Value	Unit
Maximum Instantaneous Forward Voltage (Note 3) ($I_F = 5\text{ A}$, $T_J = 25^\circ\text{C}$) ($I_F = 5\text{ A}$, $T_J = 125^\circ\text{C}$)	V_F	0.71 0.60	V
Maximum Instantaneous Reverse Current (Note 3) (Rated dc Voltage, $T_J = 125^\circ\text{C}$) (Rated dc Voltage, $T_J = 25^\circ\text{C}$)	I_R	4.5 3.5	mA μA

Product parametric performance is indicated in the Electrical Characteristics for the listed test conditions, unless otherwise noted. Product performance may not be indicated by the Electrical Characteristics if operated under different conditions.

3. Pulse Test: Pulse Width = 300 μs , Duty Cycle $\leq 2.0\%$

TYPICAL CHARACTERISTICS

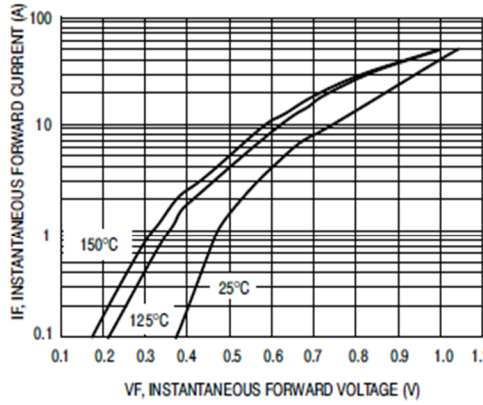


Figure 1. Typical Forward Voltage

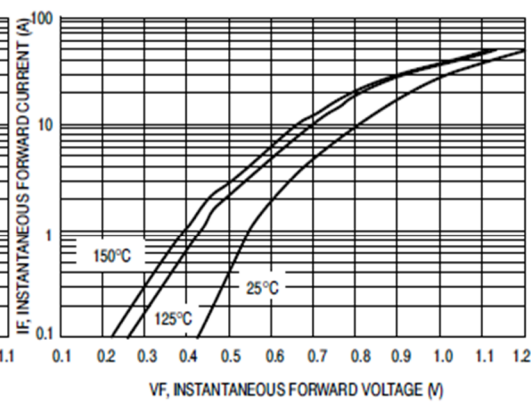


Figure 2. Maximum Forward Voltage

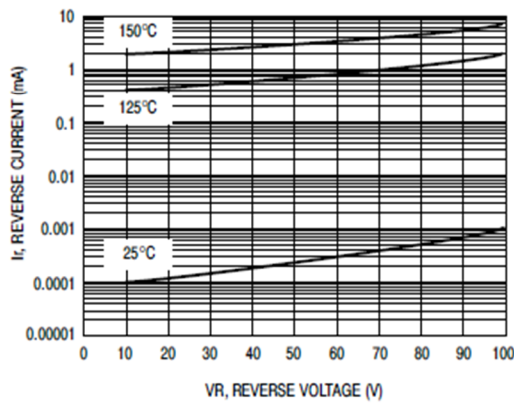


Figure 3. Typical Reverse Current

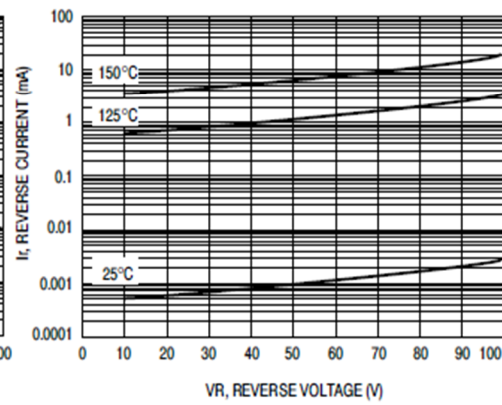


Figure 4. Maximum Reverse Current

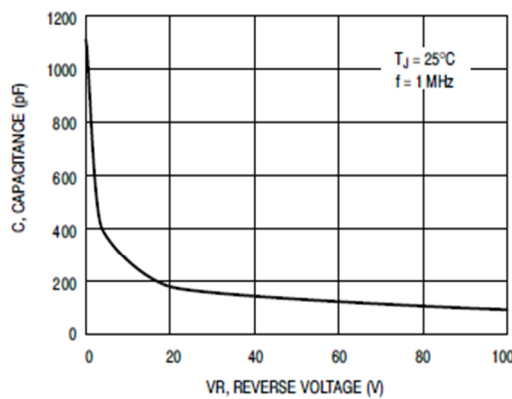


Figure 5. Typical Capacitance

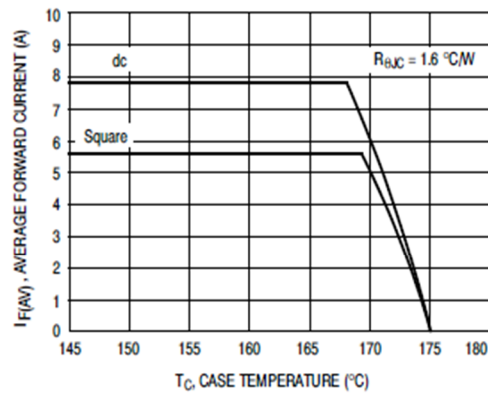


Figure 6. Current Derating, Case

REFERENCIAS

- [1] Henry W. Ott, «*Electromagnetic Compatibility Engineering*,» Wiley & Sons, 2009.
- [2] Ned Mohan, Tore M. Undeland, William P. Robbins, «*Power Electronics: Converters, Applications and design*,» Tercera Edición, Wiley & Sons, 2003.
- [3] Clayton R. Paul, «*Introduction to Electromagnetic Compatibility*,» Segunda Edición, Wiley & Sons, 2006.
- [4] Abraham I. Pressman, Keith Billings, Taylor Morey, «*Switching Power Supply Design*,» Tercera Edición, McGraw-Hill, 2009.
- [5] Vuttipon Tarateeraseth, «*Educational Laboratory Experiments on EMC in Power Electronics*,» Srinakharinwirot University, 2014.
- [6] Roberto Sarmiento, «*Apuntes de Electrónica Industrial*,» Universidad de Las Palmas de Gran Canaria, 2005.
- [7] Lluís Ferrer i Arnau, «*Introducción a la compatibilidad electromagnética*,» Universitat Politècnica de Catalunya, 2015.
- [8] Jean Picard, «*Under the Hood of Flyback SMPS Designs*,» 2010 Texas Instruments Power Supply Design Seminar, 2010.
- [9] NXP Semiconductor, «*Designing RC Snubbers*,» Application Note 11160, 2012.
- [10] ON Semiconductor, «*Switch Mode Power Supplies Reference's Manual*,» Semiconductor Components Industries LLC, 2014.
- [11] Francesc Daura Luna, «*Los transformadores de aislamiento y las EMIs*,» www.cemdal.com, 2014.
- [12] Francesc Daura Luna, «*Los disipadores y las emisiones conducidas*,» www.cemdal.com, 2015.
- [13] Francesc Daura Luna, «*El choque en modo común y las EMI*,» www.cemdal.com, 2015.
- [14] Lloyd H. Dixon, «*Right-Half-Plane Zero - A simplified explanation*,» Unitrode Power Supply Design Seminar, 1984